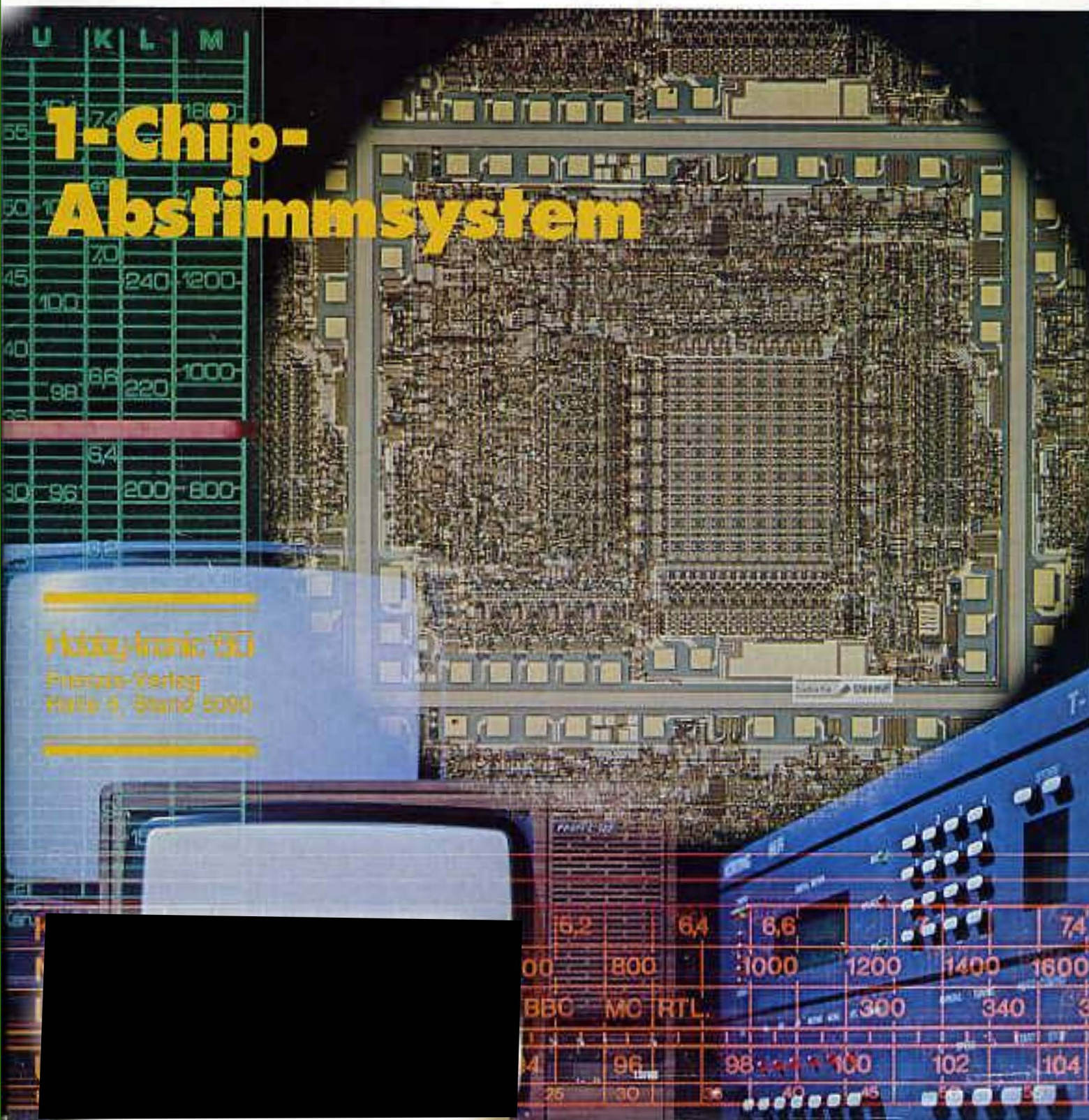
Funkschau 4

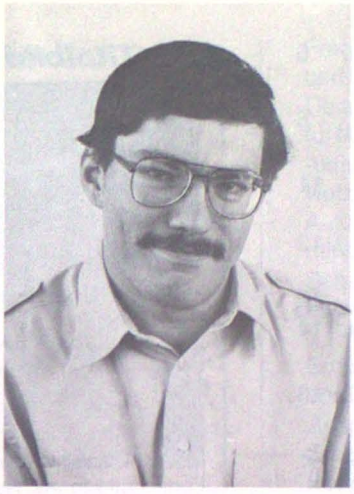
Rundfunk- und Fernsehtechnik, Elektronik, Hi-Fi, Audiovision, Mikrocomputer

52. Jahrgang
15. Februar 1980
DM 3.50
öS 33.– sfr 3.00

Ein komfortables Modulationsmeter
Das Aktivboxen-Konzept AE 60-K

Mikrocomputer: Schreibmaschine als Schönschreibdrucker
Bauanleitung: Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger





Die ungeliebten Hobbyisten

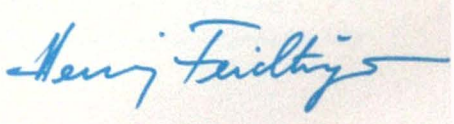
Bis aufs letzte Byte ausgequetschte Programme zu schreiben, kann man heute nur noch von einer Gruppe unserer Leser erwarten: den Hobbyisten. In der Industrie hat man längst nicht mehr die Zeit dazu, Software-Entwicklungen bis ins Detail optimal durchzuführen; das wäre zu teuer, und der Wettbewerb verlangt, neue Produkte möglichst schnell fertigungsreif zu entwikkeln. Sicher gibt es Ausnahmen hiervon, zahlreiche Mikrocomputer-Betriebsprogramme bestätigen aber diese These.

Computeranwendern, denen es an der Zeit fehlt, ihre Programme selbst zu schreiben, haben das offensichtlich erkannt und inserieren in Fachzeitschriften, um Hobby-Programmierer für sich einzuspannen. Wenn man dabei auch fürchterlich hereinfallen kann, so hat man doch die Chance, auf diese Weise zu vernünftigen Kosten ziemlich gut optimierte Programme zu bekommen: Zeit spielt beim Steckenpferd kaum eine Rolle, besonders, wenn man für den Spaß auch noch ein paar Mark bekommt.

Programme in Fachzeitschriften wie der FUNKSCHAU stammen meist auch von Hobbyisten – das tut ihrer professionellen Verwertbarkeit sicher keinen Abbruch, und die Urheber freuen sich sogar darüber, daß auch andere Leute damit etwas anfangen können.

Nur eine Gruppe erkennt diese Zusammenhänge offenbar nicht: die Computerhersteller. Sie geben sich oft den Anstrich, eigentlich gar nichts an Hobbyisten verkaufen zu wollen und in erster Linie auf professionelle Anwender zu zielen. Ob das marktstrategisch angebracht ist, sei dahingestellt; es gibt allerdings einen einleuchtenden Grund dafür: Wohl keine andere Käufergruppe quält die Hersteller so sehr mit Detailfragen wie Steckenpferd-Programmierer, wenn man hier die Schuld auch ein wenig auf die zum Teil miserable Dokumentation in den Handbüchern schieben muß. Angaben von Computerherstellern, sie würden nur zehn Prozent ihrer Produkte an den Hobbymarkt liefern, sind erfahrungsgemäß mit größter Vorsicht zu betrachten und dienen eher marktpolitischer Profilierung denn der Wahrheitsfindung. Auf der anderen Seite sind der Industrie die Hobbyisten wieder ganz angenehm: dann nämlich, wenn sie sich um eine Anstellung bewerben. Denn aus gutem Grund werden die Steckenpferdreiter den fachlich weniger Interessierten gleichen Ausbildungsstandes vorgezogen. Zwei Industrie-Semester während der Ingenieurausbildung sind eben kein Ersatz für eine jahrelange Hobby-Praxis!

Ihr



Herwig Feichtinger

Funkschau

Leitartikel — Die ungeliebten Hobbyisten 5

Leserbriefe 8

FUNKSCHAU aktuell — Farb-Videokamera en miniature ... 11
450-kW-Klystron-UHF-Verstärker für CERN 12
Schiffsnachrichtendienst über Satelliten 12
Solarzellen mit hohem Wirkungsgrad 14

Informationen 43

FUNKSCHAU express — Aktuelle Nachrichten 51, 52, 53, 54

Halbleiter — Kombination von Logik und nichtflüchtigem Speicher auf einem Chip 55
Leuchtdioden für Wechselstrombetrieb 65
IC für Sperrwandlernetzteile 68

Grundlagen — Berechnung von Halbleiter-Kühlflächen 59
Bauteile in Theorie und Praxis – Eine Serie für alle, die es noch nicht wissen oder wieder vergessen haben, 3. Teil 73

Meßtechnik — Einstellbarer Lastwiderstand 60
Ein komfortables Modulationsmeter 69
Von Milli bis Tera 72

Ausstellungen — Hobby-tronic '80 61

Bauelemente — Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik, 2. Teil 63

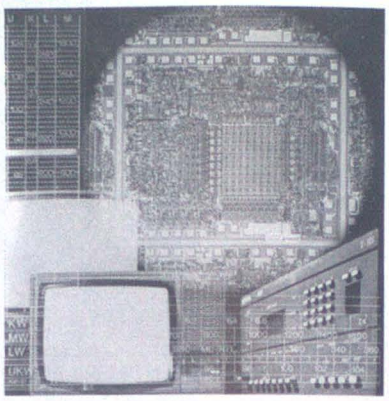
Fernsehtechnik — Störsignalfreie Video-Zeitlupenwiedergabe 66

Funktechnische Arbeitsblätter — VS 56: Der Operationsverstärker – Anwendungen, Blatt 3 und 4 75

Elektroakustik mit Hi-Fi — Das Aktivboxen-Konzept AE 60-K 79
Dimensionierung eines Schallplatten-Entzerrers, 2. Teil 81
Ein Vorverstärker besonderer Art ... 84
Tuner mit PLL-AM-Demodulator ... 84

Mikrocomputer — Schreibmaschine wird zum Schönschreibdrucker 85
6502-Routine zur Schreibmaschinen-Ansteuerung 90
TI-59 plottet Funktionen 91
AIM-65-Tips 91
Taschenrechner druckt Adressenaufkleber 92
µC-Nachrichten 92

Zum Titelbild:



Fortschritte in der Halbleitertechnik haben es ermöglicht, daß die komplexen Logikfunktionen des Sendersuchlaufs und die nichtflüchtige Speicherung der Senderfrequenzen in einem einzigen Chip realisiert werden konnten. Das ab Seite 55 beschriebene System M 193 von SGS-Ates bietet hohen Bedienungskomfort und ist wegen der neuen Speichertechnologie eine kostengünstige Lösung der Senderabstimmung bei Fernseh- und Rundfunkgeräten.
(Aufnahme: SGS-Ates/Studio für Fotodesign, München)

Kombination von Logik und nichtflüchtigem Speicher auf einem Chip

Seite 55

Digitale elektronische Abstimmsysteme erfordern einen frei programmierbaren Speicher, um dem Benutzer eine freie Tastenzuordnung zu den Programmen bzw. Frequenzen zu ermöglichen. Bei allen bisher bekannten Systemen ist dieser Speicher ein eigener Schaltkreis. SGS-Ates gelang es nun, einen Fertigungsprozeß zu entwickeln, der die Integration eines nichtflüchtigen Speichers zusammen mit der für ein Abstimmsystem benötigten Logik auf einem Chip gestattet. Da ein kostengünstiges System entwickelt werden sollte, wurde ein Spannungssynthese-Konzept gewählt.

Inhalt

Störsignalfreie Video-Zeitlupenwiedergabe

Seite 66

Die Zeitlupenwiedergabe von Video-Magnetbandaufzeichnungen in Schrägspur-Technik machte bisher erhebliche Schwierigkeiten. Von der Victor Company of Japan (JVC) wurde jetzt jedoch ein neues Verfahren vorgestellt, das eine störsignalfreie Zeitlupenwiedergabe mit jedem natürlichen Bruchteil der Original-Abspielgeschwindigkeit gestattet. Dabei erfolgt der Bandtransport nicht mehr kontinuierlich, sondern schrittweise mit derartig bemessenen Pausen dazwischen, daß jede Videospur – dem eingestellten Zeitfaktor entsprechend – mehrmals abgetastet wird.

Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger

Seite 93

Zur digitalen Frequenzanzeige in Rundfunkempfängern wurde der Baustein SDA 5680 in Verbindung mit dem LCD-Display FAN 5132 T entwickelt. Die Auflösung beträgt bei UKW 10 kHz, in allen anderen Bereichen 1 kHz. Das Ansteuersignal wird am Empfänger-Oszillator ausgekoppelt, bei eventuellen Rückwirkungen ist nur noch ein zusätzlicher Impedanzwandler erforderlich. Wegen der minimalen externen Beschaltung sind viele Fehlerquellen ausgeschaltet, so daß der Nachbau recht problemlos ist.

Praxis & Hobby

Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger 93
Überspannungsschutz für Netzteile 95
Aktive Empfangsantenne 95
Netzgerät für Modellbahnen 96
Auto-Diebstahlsicherung mit geringem Aufwand 97
Schaltungskniff: Repeater-Taste 98

Werkstattpraxis

Erhöhung der Zuverlässigkeit von Kleinalarmgeräten 99
Adapterplatte für Steckverbindungen 99
Bei großer Helligkeit zittert das Bild in vertikaler Richtung 100
Vorsicht vor Benzol 100

Rubriken

Neue Bücher 101
Neue Druckschriften 102
Neuheitenmarkt 105

letzte nachricht

Radio 24 verstummte

Das AUS kam überraschend am Nachmittag des 22. Januars. Beamte der Mailänder PTT-Kreisdirektion und Carabinieri unterbrachen hoch droben auf dem Pizzo Groppera die Stromzuführung zum 50-kW-UKW-Sender (103,6 MHz). Zweimal schon waren die Beamten im Studiogebäude in Como vorstellig geworden, um den Betrieb des Pop-Werbefunksenders auf italienischen Boden mit Strahlrichtung Schweiz zu unterbrechen; fast operettenhaft scheiterte es an verschlossenen Türen und der Beredsamkeit des Anwaltes von Sendereigentümer Roger Schawinski. Letzterer zeigte sich vom "illegalen Vorgehen der Behörden schockiert". - Über den Sender, seinen Gründer und die Hintermänner kann an anderer Stelle dieses Heftes nachgelesen werden. Die von Kathrein gelieferte Hochleistungs-Richtantenne beschreiben wir in einem der kommenden Hefte.

Leserbriefe

Zuschriften unserer Leser sind immer willkommen – Kürzungen müssen wir uns vorbehalten.

Zwischen Taschenrechner und Computer: HP-41-Testbericht

FUNKSCHAU 1979, Heft 24, Seite 1419

Bezüglich der Magnetkarten ist der neue Kartenleser sehr empfindlich. Manch neue Karte muß erst gereinigt werden, ehe sie vom Leser richtig beschriftet und gelesen wird. Das ergibt mit Verifikation häufige Wiederholungen. Da der Kartenleser mit von der Batterie des Grundgerätes versorgt wird, bin ich nun schon beim dritten Batteriesatz.

Helmut Moser, Karlsruhe

Mein Hobby: Fernseh-DX

FUNKSCHAU, Heft 24/1979, Seite 1391

Zuerst möchte ich mich herzlich bedanken für die so gut aufgemachte Veröffentlichung meines Artikels mit dem farbenfrohen Titelbild. Das hat mich sehr glücklich gemacht, die Publikation ist eine hochwertige Krönung meines Hobbys Fernseh-DX. Inzwischen ging noch ein Traum in Erfüllung. Am 7. November 1979 zwischen 13.50 und 15.42 Uhr habe ich auf Kanal A2 das amerikanische Fernsehen empfangen, wenn auch verzerrt und mit Geisterbildern durchsetzt, ähnlich wie beim Empfang von Rhodesien und Rußland. Ich glaube, daß ich der erste war, der die USA in Europa empfangen hat! Die Fotos habe ich über meinen Kontaktmann in London in die USA geschickt, und ich wurde informiert, es könne sich auch um Sender in Kanada oder Mittelamerika handeln. Diese Weitempfangsbilder kommen durch Reflexion an der Aurora (Nordlicht) zustande, weil in diesen Monaten das Sonnenfleckenmaximum erreicht wurde. Am 20. und 29. November gab es wieder gute Überreichweiten aus Richtung Südwesten. Ich konnte 13 neue Amateurfernsehstationen aus der Bundesrepublik Deutschland, 10 aus den Niederlanden, vier aus England und 13 aus Frankreich erwischen. Eine Station stand sogar in Poitiers, das heißt ein neuer Rekord mit etwa 750 km. – Rückblick auf 1979: Ein Jahr mit sehr interessanten und sehr weit entfernten neuen Fernsehstationen.

Rijn Muntjerwerff, Beemster, Niederlande

Wehrtechnik aus Bremen

FUNKSCHAU 1979, Heft 25, Seite 1441

In der FUNKSCHAU ist Ihnen ein kleiner Fehler unterlaufen. In dem Artikel „Wehrtechnik aus Bremen" schreibt Herr K. Tetzner, daß zur Unterdrükkung des Eigenrauschens auf 77 °K gekühlt werde.
Bereits 1967 erfolgte eine internationale Übereinkunft, den bis dahin üblichen Zusatz Grad (°) bei der Angabe der Kelvintemperatur fortzulassen. *Peter Schulz, Kiel*

Jahresinhaltsverzeichnis

FUNKSCHAU 1979, Heft 26

Zu der neuen Form des Jahresinhaltsverzeichnisses habe ich folgende Anmerkungen zu machen:

1. Ein bestimmter Titel ist nur schwer zu erkennen.
2. Das einheitliche Billigstschriftbild fördert nicht gerade die Lesbarkeit.

Das Inhaltsverzeichnis soll doch etwas Dauerhaftes sein, weshalb also diese Form?
Den anderen Neuerungsvorschlag, die Stichwortangabe am Ende des Aufsatzes, halte ich auch für Leute, die keinen Heimcomputer haben, für eine gute Idee.

Martin Ziegler, Mainz

Das Schriftbild war nur eine Notlösung, weil uns kein besserer Drucker zur Verfügung stand. Dies wird sich in Kürze ändern, da wir eine Möglichkeit gefunden haben, unseren Computer an einer Kugelkopf-Schreibmaschine zu betreiben (siehe Seite 85).

Die Redaktion

Amtsblatt 68/79 der DBP

FUNKSCHAU 1979, Heft 13, 14, 16

Ein Aspekt ist bei der Diskussion um das Amtsblatt 68/79 meines Wissens noch nicht zur Sprache gekommen:
Die TV-Sender in der DDR sendeten zunächst in der OIRT-Norm. Erst Anfang 1957 wurde auf die CCIR-Norm umgestellt (FUNKSCHAU 3, 6, 7/1957), so daß nun in beiden Teilen Deutschlands in einheitlichen Frequenzbereichen gesendet wird. Man stelle sich nun aber vor, die DDR hätte damals nicht umgestellt. Ich wage die Hypothese, daß die DBP das Amtsblatt 68/79 in der heutigen Fassung dann nicht herausgebracht hätte.
Bekanntlich verwendet die OIRT-Norm ein gänzlich anderes Frequenzraster (Band I: 49...100 MHz, dazwischen der UKW-Rundfunk: 66...73 MHz, Band III: 175...230 MHz). Außerdem beträgt der Tonabstand 6,5 MHz (in der DDR mußten damals sämtliche in Betrieb befindlichen TV-Geräte umgestellt werden).
Mit anderen Worten: Es wäre bis auf Ausnahmen nicht möglich gewesen, das Programm des jeweiligen anderen Deutschlands zu empfangen. Dann hätte sich die DBP eine solche Vorschrift niemals erlauben können.

A. H. Wiese, München

Impedanzuntersetzer-Berechnung

FUNKSCHAU 1979, Heft 25, Seite 1474

Der Autor schreibt, daß das angegebene Gleichungssystem keine analytische Lösung zuläßt, so daß C_1 und C_2 nur iterativ gefunden werden können. Es besteht aber die Möglichkeit, die beiden Gleichungen (1) und (2) voneinander zu subtrahieren. Als Differenz erhält man eine Gleichung, in der das Produkt C_1C_2 nicht mehr auftritt, und die sich leicht nach C_2 auflösen läßt. Wenn man dann in Gleichung (2) anstelle von C_2 immer den errechneten Ausdruck einsetzt, entsteht eine quadratische Gleichung für C_1.

Mit etwas Ausdauer ist diese zu lösen und ergibt:

$$C_1 = \sqrt{\frac{C_3C_4 \cdot (C_o - C_u)}{C_3 - C_4} - C_oC_u + \left(\frac{C_o + C_u}{2}\right)^2} - \frac{C_o + C_u}{2}$$

Den hier berechneten Wert für C_1 setzen wir nun in die früher nach C_2 aufgelöste Gleichung ein:

$$C_2 = \frac{C_oC_3 - C_uC_4 + C_1 \cdot (C_3 - C_4)}{(C_o - C_u) - (C_3 - C_4)}$$

Damit sind C_1 und C_2 ohne zeitraubende Iteration berechnet.

Helmut Pape, 8500 Nürnberg

Industrie INLAND

Das Jahr 1979 sah für die Standard Elektrik Lorenz AG (SEL) nach Worten des Vorstandsvorsitzenden Dipl.-Ing. Lohr „nicht schlecht" aus; die Auftragslage sei in allen Bereichen „günstig" und der Auftragseingang habe sich in den ersten 9 Monaten um 22,3 % auf 2,5 Mrd. DM erhöht. Der Auftragsbestand lag Ende des Jahres bei 2 Mrd. DM, was rechnerisch eine Beschäftigung für volle acht Monate bedeutet. Diese günstige Aussage gilt jedoch nicht für den Bereich Audio Video Elektronik (Rundfunk- und Fernsehgeräte der Marken Graetz und ITT Schaub-Lorenz). 1978 ging hier der Umsatz auf 700 Mio. DM zurück, verbunden mit einem Verlust von 60 Mio. DM. Verstärkte Exportaktivitäten lassen für 1979 einen Ausgleich des Umsatzrückganges erwarten, jedoch haben die Werksschließung in Rastatt (900 Mitarbeiter) und die Einstellung der Farbfernsehgeräteproduktion im österreichischen SEL-Werk Ingelen, Wien per 30.9.1979 beträchtliche Aufwendungen verlangt, so daß das Ergebnis 1979 „belastet" wurde. – Die SEL, deren Aktien zu 86 % von der ITT gehalten werden, beschäftigte Ende September 1979 rd. 33 000 Mitarbeiter oder 0,9 % weniger als zum gleichen Vorjahreszeitpunkt. Für Forschung und Entwicklung gibt die SEL etwa 10 % (!) vom Umsatz aus.

Nach den „hektischen Umsatzsprüngen" in den letzten Jahren will die MBO Schmidt & Niederleitner GmbH & Co. KG, Deisenhofen bei München, eine Konsolidierungsphase einlegen. Zusammen mit Ihrer Tochtergesellschaft MBO Far East (Hongkong) kletterte der Gesamtumsatz auf 125 Mio. DM im Jahr 1979, davon wurden im Inland 75 Mio. DM erzielt. Über die Gewinne wird gesagt: „branchenüblich befriedigend". Das ist um so anerkennenswerter, als der Preisverfall bei Tisch- und Taschenrechnern erneut 25 % erreichte. Gute Aussichten eröffnen schreibende Elektronenrechner in der Preisklasse 150...300 DM. Der Bereich Quarzuhren nimmt bereits die Hälfte des Umsatzes ein. Hier gelang es, dank Eigenproduktion in Deisenhofen und Hongkong in der Preisgruppe 30...150 DM die Marktführung zu übernehmen – vor den Japanern und den Schweizern. MBO beliefert neben dem Uhrenfachhandel auch Waren- und Versandhäuser und konnte 1979 rd. 2 Mio. Quarzarmbanduhren absetzen. Die Technologie ist hier noch lange nicht abgeschlossen, insbesondere ist die LCD-Uhr noch verbesserungsfähig; sie wird flacher, und es dringt die CMOS-Technik ein. Etwa die Hälfte aller von MBO gefertigten Armbanduhren sind kundenspezifisch, d. h. sie kommen unter dem Namen des Auftragsgebers in den Handel. – Der Sektor Unterhaltungselektronik soll ausgebaut werden, hier hatte insbesondere ein von einem japanischen Unternehmen gefertigter Hi-Fi-Turm dank seines niedrigen Preises einen großen Erfolg.

Die Siemens AG und die Fuji Electric Co. Ltd., Tokio, gründeten am 1. Februar gemeinsam in Tokio die Fuji Electronic Components Ltd. (FEC), um den japanischen Markt künftig intensiver mit Siemens-Produkten zu beliefern. Das Vertriebsprogramm umfaßt IC, diskrete Halbleiter und optoelektronische Bauelemente; es wird auch ein Laboratorium für Anwendungstechnik und Qualitätssicherung eingerichtet. Den Vertrieb übernimmt die Verkaufsorganisation der Fuji Electric von der bisher dafür tätigen Siemens K. K., Tokio. – Der Marktanteil der Siemens-Bauelemente in Japan blieb bisher mit 18 Mio. DM jährlich recht bescheiden, Fuji setzte auf dem gleichen Gebiet jährlich rd. 120 Mio. DM um.

Siemens wird den Bereich Halbleiter der FM Corp., Chicago, übernehmen, der in Broomfield/Colorado seinen Sitz hat. Hier werden von 350 Mitarbeitern Leistungshalbleiter mit einem Produktionswert von jährlich 350 Mio. DM hergestellt. Die FMC – ausgeschrieben: Food Machinery Corporation – ist ein bedeutender Hersteller von Maschinen und chemischen Produkten für Industrie und Landwirtschaft und erzielte 1978 einen Gesamtumsatz von 2,9 Mrd. Dollar. – Siemens setzte im letzten Jahr für 150 Mio. DM Leistungshalbleiter in seinem Unternehmensbereich Bauelemente um.

Industrie AUSLAND

Die Unterhaltungselektronik macht dem ITT-Konzern zur Zeit wenig Freude. Diese Gruppe mit Werken in England, Frankreich und in der Bundesrepublik Deutschland verzeichnete in den ersten 9 Monaten 1979 einen Verlust von 32 Mio. Dollar (= rd. 58 Mio. DM). Eingeschlossen waren die Fertigungs-Umstellungen bzw. die Konzentration auf drei Fabriken in Deutschland, England und Frankreich. – Der Konzern insgesamt mußte in der Berichtszeit eine Verminderung des Nettogewinnes von 481 auf 240 Mio. Dollar hinnehmen. Der Hauptgrund waren Rückstellungen für die Stillegung einer Papierfabrik in Kanada in Höhe von 320 Mio. Dollar. Der Umsatz erhöhte sich weltweit auf 15,4 Mrd. Dollar (13,7).

Die im September 1977 gestartete neue Familie von Philips-Schwarzweiß-Fernsehempfängern kam gut an. Bis September 1979 konnte eine Million dieser Geräte, die mit dem TX-Chassis ausgestattet sind, abgesetzt werden. Sie stammen aus den Philips-Fabriken auf Taiwan und in Lowestoft/England. Der bundesdeutsche Markt nahm im genannten Zeitraum 160 000 Geräte auf. Die Palette umfaßte acht unterschiedliche Modelle. In Kürze werden die Modelle Philetta TX 912 (31 cm) mit Fernbedienung (!) und Philetta TX 1004 mit 36-cm-Bildschirm eingeführt.

Gespräche über gemeinsame technische Standards für Großcomputer in Europa führen seit einiger Zeit die Firmen International Computers Ltd. (ICL), Großbritannien, die französische CII Honeywell-Bull und die Siemens AG, München. Es ist möglich, daß eine Kooperation im Forschungs- und Entwicklungsbereich entsteht, die bei Großcomputern zur Kompatibilität innerhalb der drei Unternehmen führt. Auf diese Weise könnte ein gewisses Gegengewicht gegenüber den übermächtigen US-Firmen geschaffen werden, an die z. Z. 86 % der europäischen Großcomputer-Aufträge gehen. – Einige mittlere europäische Firmen hatten schon vor einigen Jahren die Stack (Standard Computer Komponenten GmbH) in Frankfurt gegründet, die sich mit Standardisierungsfragen und mit der Koordinierung des Halbleitereinkaufes befaßt. Ihr gehören an Control Data, ICL, Nixdorf, Plessey und Olivetti.

Die Decca Ltd., der britische Musikkonzern und Hersteller von Marineradar- und Elektronik-Ausrüstungen, steckt tief in den roten Zahlen; allein in der ersten Hälfte des neuen Geschäftsjahres (bis 30. 9.) dürfte ein Verlust von rd. 1,5 Mio. engl. Pfund (rd. 5,5 Mio. DM) auflaufen. Gründe sind u. a. die ständigen Arbeitskämpfe der Belegschaft und der Kursanstieg des engl. Pfundes gegenüber dem Dollar. Es wird aber auch über Fehler im Management berichtet; der Chairman des Un-

Personelles von AEG-Telefunken

Nach der langen und strapaziösen außerordentlichen Hauptversammlung am 15. Januar, der anschließenden Aufsichtsratsitzung und der weiteren Aufsichtsratsitzung am 20. Januar stehen folgende Veränderungen in der Spitze von AEG-Telefunken fest: *Neuer Vorstandsvorsitzender ab 1. Februar:* **Heinz Dürr,** 46, aus Stuttgart, bisher Verwaltungsratsvorsitzender der Dürr-Unternehmen. **Dr. Walter Cipa** dürfte in Kürze ausscheiden. *Neuer Aufsichtsratsvorsitzender:* **Dr. rer. pol. Hans Friderichs,** (Sprecher des Vorstandes der Dresdner Bank), weiter neu im Aufsichtsrat die Herren **Dr. rer. pol. Hellmuth Buddenberg** (Vorstandsvorsitzer der Deutschen BP AG) und **Dr. jur. Gerd Wollburg** (stellvertr. Vorsitzender des Vorstandes der MAN). Ausgeschieden aus dem Aufsichtsrat: **Dr. jur. Hans Groebe, Dr. jur. Dietrich Wilhelm von Menges, Frau Liselotte v. Rantzau-Essberger.**
Der Aufsichtsrat hat nunmehr 20 Mitglieder, darunter fünf aus dem Bereich der Einzelbetriebsräte des Unternehmens, sechs Herren aus dem Bereich Banken, fünf aus anderen Industrieunternehmen und drei Betriebsfremde aus dem Bereich der IG Metall.

ternehmens ist der heute 80jährige Sir Edward Lewis. Womöglich wird das Unternehmen in Teilstücken verkauft werden. Für den Schallplattensektor interessiert sich die deutsch/holländische Polygram-Gruppe, für den elektronischen Teil die englischen Firmen Racal und General Electric Co.

In den ersten neun Monaten 1979 importierten die USA nur noch 1,078 Mio. komplette Farbfernsehgeräte gegenüber 1,99 Mio. Stück im gleichen Zeitraum 1978. Halbfertige Geräte (Chassis), die in den USA komplettiert wurden, lagen im genannten Neun-Monats-Zeitraum bei 1,8 Mio. Stück (+ 15,5 Prozent); 1,1 Mio. Stück davon kamen aus Mexiko.

Zur Person

Klaus Riebeling, zuletzt Chefredakteur der vom Trimedia-Verlag, Hamburg, eingestellten Zeitschrift „Audiovision – das medien magazin" leitet jetzt die Abteilung Öffentlichkeitsarbeit der Bilfinger & Berger Bau AG, Mannheim.

Karl-Martin Lueg-Althoff, 60, Gründer, Gesellschafter und Geschäftsführer der Neosid Pemetzrieder GmbH & Co. KG – Bauteile für die Elektronik – in Halvern, ist am 29. 12. 1979 gestorben. Er gehörte dem von ihm gegründeten Unternehmen 33 Jahre an.

Dipl.-Ing. Frank Müller-Römer, Technischer Direktor des Bayerischen Rundfunks, ist mit der Übernahme des ARD-Vorsitzes durch den Bayerischen Rundfunk zum neuen Vorsitzenden der Technischen Kommission ARD/ZDF bestimmt worden. Er löst Dipl.-Ing. Ingo Dahrendorf ab, der während der Zeit des ARD-Vorsitzes durch den Westdeutschen Rundfunk der Kommission vorstand.

Obering. i. R. Sepp Zwingert starb am 3. Januar im Alter von 71 Jahren; er leitete zwischen 1948 und 1973 den Technischen Bereich Senderbetrieb im Bayerischen Rundfunk.

Heinz de Couet, 48, bisher Vertriebsleiter Inland und Geschäftsführer der ITT Schaub-Lorenz und Graetz-Vertriebs-Ges., ist bei den Metz-Apparatewerken, Fürth, eingetreten und dort mit weitreichenden Vollmachten ausgestattet worden. Er wird zukünftig die Marketing- und Vertriebsabteilungen (Inland und Export) leiten, soweit es sich um die Unterhaltungselektronik und den Fotobereich handelt, außerdem ist er verantwortlich für den Import der für den Vetrieb bestimmten Fertig- und Halbfertigprodukte. Wie mitgeteilt wurde, bleibt die bisherige Firmenorganisation durch den Eintritt von Heinz de Couet unverändert. – Offenbar will Firmeninhaber Paul Metz, 69, die Weichen für die 80er Jahre stellen.

Ing. Alf Kürzeder, Gründer und bis vor kurzem Alleininhaber der Firma Auvis-Asona KG, München, wird am 20. Februar 70 Jahre alt. Sofort nach dem Aufkommen der Compact-Cassette entwickelte er Duplizier-Anlagen und Peripheriegeräte, mit denen er sich einen weltweiten Export aufbaute; seine Geräte stehen heute in mehr als 50 Ländern. Alf Kürzeder ist noch voll im Einsatz und betreut vor allem die von seinem Haus beschickten Messen und Ausstellungen.

Dr. Klaus-Detlef Funke übernahm am 2. Januar in Hannover das Pressereferat der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH als Nachfolger von Dr. Behrbalk; letzterer ist zur Zentrale nach Frankfurt zurückgegangen. Dr. Funke hatte am Institut für Publizistik der FU Berlin promoviert, dort einen Lehrauftrag erfüllt und war später als freier Journalist in Berlin und in Bonn tätig gewesen. Zuletzt hatte er im Vorwärts-Verlag eine leitende Position inne.

Dr. Ulrich Paasche, seit 15. 10. 1978 Leiter der Pressestelle der Saba-Werke, Villingen, verläßt das Unternehmen Mitte des Jahres, um wieder zum Bayerischen Rundfunk zurückzukehren. Er übernimmt Aufgaben in der Technischen Direktion.

Eberhard Nast ist seit Ende 1979 nicht mehr Geschäftsführer der Firma ASC Electronic, Aschaffenburg-Hösbach, er ist auch als Gesellschafter ausgeschieden.

Adolf Schott, Technischer Leiter der Metz-Apparatewerke, Fürth, wird am 21. Februar 60 Jahre alt. Als einer der dienstältesten Mitarbeiter von Paul Metz ist er seit mehr als 30 Jahren im Hause. – Er hatte in Nürnberg studiert und übernahm 1954 die Leitung der Entwicklung von Unterhaltungselektronik und Blitzgeräten der Firma Metz. 1968 erhielt er Prokura und übernahm 1977 seine heutige Position. Seine umfassenden Kenntnisse leiht er auch der Technischen Kommission des Fachverbandes Unterhaltungselektronik im ZVEI und der Interessengemeinschaft für Rundfunkschutzrechte (IGR).

Jens Freiherr von Coburg ist der neue Pressesprecher der nach Köln verlegten Wega Elektronik GmbH; er war zuletzt bei der Bonner PR-Agentur Infoplan beschäftigt. **Peter Weber,** der nach dem Ausscheiden von *Heiner Klempp* die Wega Elektronik pressemäßig mitbetreut hat, ist weiterhin für die Pressearbeit bei der Sony GmbH, Köln, verantwortlich.

Kurz berichtet

Die EDV-Benutzer in Jugoslawien klagen über mangelhafte Ausrüstung mit modernen Computern. Der Import ist wegen Devisenmangel begrenzt. Bis 1985 müßten 100 Computer mit einer Speicherkapazität von über 1 Mbit, ca. 1000 mit einer solchen zwischen 0,5 und 1 Mbit und 10000 mit einer Kapazität von unter 0,5 Mbit sowie 100000 Terminals aufgestellt werden. ● **Die japanische Firma Sharp will im April nach der Aufstockung der Fertigungskapazität den Export von VHS-Geräten aufnehmen.** In den ersten zwölf Monaten sollen 12000 Stück ausgeführt werden, davon die Hälfte in die USA. ● **Die Zeitschriftenverleger in Niedersachsen gründeten in Hannover eine Mediengesellschaft,** um ihren Anspruch auf Beteiligung an den elektronischen Medien zu dokumentieren. ● Ende Dezember meldete sich in Hannover und Umgebung **ein schwacher UKW-Piratensender auf 100 MHz mit der Ansage „Radio Free Niedersachsen".** ● Am 21. Januar begann das österreichische Fernsehen mit dem Ausstrahlen von **64 Videotext-Tafeln. 20 stehen der österreichischen Presse zur Verfügung,** 44 belegt das Fernsehen mit programmbezogenen Nachrichten (wir werden darüber berichten). ● **Das Columbia Broadcasting System hat von der RCA eine Lizenz für die Selectavision-Bildplatte erhalten** und dürfte der Lieferant der Bildplatten auch für die RCA selbst werden. ● Die Bild- und Ton-Handelsgesellschaft expert, eine der großen Fachhandelskooperationen, **hat jetzt 240 Mitgliedsfirmen mit 350 Geschäften, mit denen sie im Geschäftsjahr 1979/80 rd. 375 Mio. DM (+ 10 %) umsetzte.** Expert international hat in Europa 1500 Mitgliedsfirmen mit rd. 2000 Geschäften. ● In den Pacific Northwest Labs von Batelle wurde **ein neues digitales optisches Dichtespeichersystem entwickelt, das die gesamte Encyclopedia Britannica auf einen Chip von 3,2 cm² Fläche aufzubringen gestattet.** Träger der Informationen sind Punkte von 0,001 mm Durchmesser. Es liegen dabei mehrere Datenspuren übereinander, was die enorme Kapazität erklärt.

Fritz Kühne 70

Vor genau fünf Jahren schrieben wir an dieser Stelle, daß unser Redaktions-Senior Fritz Kühne am 8. Februar 65 geworden ist, daß er aber noch nicht die Absicht habe, sich behäbig aufs Altenteil zurückzuziehen. Nun ist es zwischenzeitlich doch so gekommen, und „Fritz DL 6 KS" ist auf den KW-Bändern eher zu erwischen als bei seinen spärlichen Besuchen in München. Fritz Kühne, der gebürtige Leipziger, hatte es Zeit seines Berufslebens gut verstanden, Musik und Elektronik miteinander zu verbinden, folgerichtig lernte er nicht nur ein halbes Dutzend Musikinstrumente spielen, was ihn in der ersten Nachkriegszeit gut über die Runden brachte, sondern er entwickelte, baute und beschrieb auch Ela-Verstärker. Seine Mitarbeit an der FUNKSCHAU datiert von 1935, zwei Jahre später war er deren ständiger Autor, und kurz vor dem Krieg schloß er seinen ersten Buchvertrag mit Franzis ab. Während des Krieges hat er, obwohl dienstverpflichtet, den Leserbriefkasten der FUNKSCHAU betreut. Später stieg Fritz Kühne beim „Radio-Magazin" ein, das damals zu Franzis gehörte, und dann folgten 20 Jahre harte Kärrnerarbeit als Redakteur der FUNKSCHAU.

Verlag und Redaktion der FUNKSCHAU wünschen unserem Fritz Kühne noch manches Jahr gute Gesundheit, immer mit dem Mikrofon in der Hand.

Sender und Programme

Der Bayerische Rundfunk rüstet seine Sender für UKW und Fernsehen mit einem rechnerkontrollierten System für Fernsteuerung und Fernüberwachung aus. Es entsteht je eine Zentrale auf dem Dillberg für den Bereich Nord und auf dem Wendelstein für den Bereich Süd. Auftragnehmer ist die Dornier GmbH, Friedrichshafen. Vorgesehen sind zwei voneinander unabhängige Teilnetze, allerdings sollen die Sender auch autark arbeiten. Das Ziel ist eine verstärkte Regionalisierung der Sender bzw. deren Programme und eine größere Wirtschaftlichkeit des Betriebes.

Am frühen Morgen des 11. Januar nahm der Deutschlandfunk den Betrieb vom Standort Nordkirchen (Münsterland) auf 549 kHz mit dem provisorischen 20-kW-Sender auf. Dieser Befehlssender, der rund um die Uhr strahlt, wird im Juni durch die endgültige 100-kW-Anlage ersetzt (vgl. Heft 25/1979, S. 48).

Über die Beliebtheit ausländischer Kurzwellensender mit deutschsprachigem Programm läßt der deutsche KW-Hörerklub ADDX seine 3500 Mitglieder alljährlich abstimmen. Diesmal nahmen folgende Sender die Plätze 1 bis 5 ein: BBC London, Radio Canada International, Radio Schweden, die „Stimme der Anden" in Quito, Radio RSA Südafrika. Platz 6 (im letzten Jahr Platz 10) konnte der KW-Sender des ORF in Wien erringen, gefolgt von Radio Budapest und Radio France International, Paris.

Die Voice of Malaysia, der Auslandsdienst des dortigen Rundfunks, wird demnächst mit 500 kW Leistung senden. Die französische Firma Thomson-CSF wird zwei Sender dieser Größe liefern, dazu vier Vorhangantennen. Standort: Kajang bei Kuala Lumpur.

Der Mittelwellensender Bukarest nutzt jetzt die im Genfer Wellenplan von 1975 genehmigte Leistung von 1500 kW für die Frequenz 855 kHz aus; der Sender Timisoara (630 kHz) wurde von 135 auf 400 kW verstärkt.

Veranstaltungen und Termine

Die Japan Electronics Show '80 findet in diesem Jahr vom 14. bis 19. Oktober im Tokyo International Trade Center (Harumi) statt; die Veranstaltung ist während dieser Tage von 10 bis 17 Uhr geöffnet, der Zutritt ist frei, die Besucher werden lediglich registriert. Veranstalter ist die Electronic Industries Association of Japan, das Management liegt bei der Japan Electronics Show Association, No. 24 Mori Building, 3-23-5 Nishishinbashi, Minato-ku, Tokyo. Das Angebot umfaßt Unterhaltungselektronik aller Art, Meß- und Prüfgeräte, Funksprechanlagen, Computer, Geräte für die Empfängerfabriken sowie Bauelemente. Der Franzis-Verlag führt wieder eine Studienreise zur Japan Electronics Show durch.

Das 12. Internationale Fernsehsymposium mit technischer Ausstellung wird vom 30. Mai bis 4. Juni *1981* in Montreux/Schweiz durchgeführt. Bis zu diesem Zeitpunkt wird durch einen Erweiterungsbau die verfügbare Ausstellungsfläche verdoppelt werden, so daß Behelfsbaracken usw. nicht mehr benötigt werden.

Die Hauptversammlung 1980 des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler e. V. (VDRG) findet am 13. und 14. Mai im Hotel Intercontinental, Fontanay 10, 2000 Hamburg 36, statt.

Der Bundesverband des Elektronikfachhandels e. V. (bef) veranstaltet vom 21. bis 23. März seine ordentliche Bundesversammlung und eine Vortragsveranstaltung in Fulda. Zu den Vortragsthemen gehören: a) Erfolgreiche Einkaufsmethoden; b) Der Einsatz von Registrierkassen im Fachhandel mit Demonstration einer Datenkasse in einem Pro-Forma-Fachgeschäft; c) Entscheidungskriterien für den Vertrieb von Personal-Computern. Teilnehmergebühren einschl. zwei Übernachtungen und Vollpension sowie Informationsmaterial: für bef-Mitglieder 150 DM, für Nichtmitglieder 250 DM. Auskünfte und Anmeldung: bef-Bundesverband des Elektronik-Fachhandels e. V. Ammerseestr. 99, 8021 Neuried b. München, Tel.: 089/75 54 44.

Tonträger

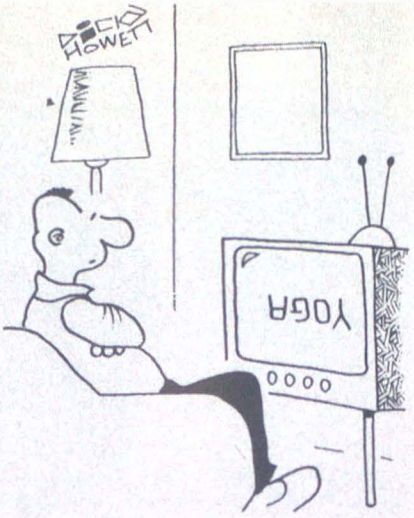
Offenbar haben beträchtliche Rückschläge im US-Geschäft die Polygram Record Operation (gemeinsame Organisation für internationale Aktivitäten der Polygram-Unternehmensbereiche Phonogram International, Baarn/Holland, und Polydor International, Hamburg) veranlaßt, einige Personalkorrekturen vorzunehmen. Neuer Präsident wurde Dr. Werner Vogelsang (bisher Vice President Polygram), Kurt Kinkele wurde abgelöst, steht aber „für eine breitere Skala von Aktivitäten zur Verfügung". Die Nachfolge von Dr. Vogelsang bei Polygram tritt Richard Busch an, er bleibt jedoch wie bisher auch Geschäftsführer der Deutschen Grammophon Ges. mbH. – Dem Vernehmen nach mußten die Plattenhändler der USA viele Millionen Remittenden zurücknehmen, davon sollen 15 Mio. Stück vernichtet werden. Angeblich wegen der zunehmenden Überspielung von U-Musik auf Leerkassetten steckt das Plattengeschäft in den USA in einer tiefen Krise, vornehmlich fehlt es an wirklichen Knüllern im Pop-Sektor. Polygram konnte 1977 und 1978 noch alle Schwachstellen mit nur zwei wirklichen Schlagern abdichten: „Saturday Night Fever" und „Grease" brachen alle Kassenrekorde. 1979 fehlten derlei Zugpferde.

Funkausstellung 1981 wieder in Berlin?

Obwohl erst in Kürze mit einer offiziellen Mitteilung über Standort und Termin der Internationalen Funkausstellung 1981 zu rechnen ist, verdichten sich die Gerüchte, daß zumindest noch einmal West-Berlin als Austragungsort vorgesehen ist. Als Zeitpunkt käme die zweite Augusthälfte in Frage. Zum Erarbeiten eines längerfristig gültigen Konzeptes der Funkausstellung reicht gegenwärtig die Zeit nicht aus, denn die Vorbereitungen für die Internationale Funkausstellung 1981 müssen in aller Kürze beginnen. Über die Hintergründe dieser komplizierten Materie stand in unserer Glosse „Eine schwierig vorzubereitende Entscheidung" in Heft 24/1979 an dieser Stelle allerlei zu lesen.

Zweikanalton im Fernsehen – doch kein Zankapfel?

Ob Chefingenieur A. Conrad vom Hessischen Rundfunk in seinem Verriß der Zweikanal-Tonübertragung, von uns im Leitartikel in Heft 3/80 als quasi offizielle Meinung der ARD wiedergegeben, doch eher seine private Ansicht geäußert hat? Jedenfalls hören wir aus maßgeblichen Kreisen der ARD, daß die Dinge etwas anders liegen. Offenbar weiß man bei der ARD, daß es letztlich ein unmöglicher Zustand wäre, wenn das ZDF im August 1981 mit dem neuen Übertragungsverfahren für den Ton beginnt, die ARD aber volle zwei Jahre – bis 1983 – damit wartet. Damit ist dem Fernsehteilnehmer ebenso wenig wie der Geräteindustrie gedient. Es besteht die große Wahrscheinlichkeit, daß die ARD ebenfalls zur Funkausstellung 1981 mit zwei Tonkanälen an die Öffentlichkeit treten wird, wenn auch nicht sogleich mit der Mehrzahl aller Fernsehsender, sondern punktuell beginnend – dort, wo es die Technik ermöglicht. Vieles hängt von der Fähigkeit der Deutschen Bundespost ab, die Strecken entsprechend umzurüsten. Ein Schwachpunkt ist der zentrale Programmsternpunkt Frankfurt/Main, über den sämtliche von den ARD-Anstalten angelieferten Programmbeiträge zusammengefaßt und verteilt werden. Er befindet sich im Umbau und könnte für Zweikanal-Ton sicherlich nicht vor Ende 1981 betriebsbereit sein. Es hat den Anschein, als ob sich die Einführung der zwei Tonkanäle in den drei Fernseh-Programmen über einen langen Zeitraum hinziehen wird, ähnlich wie wir es bei der Einführung der Stereofonie im UKW-Hörfunk beobachten mußten. Es gilt immerhin einige hundert Grundnetzsender und die zugehörigen Modulationsstrecken umzustellen, dazu eine noch nicht bekannte Anzahl von Umsetzern auszuwechseln, die für Zweikanalton nicht brauchbar sein werden. Arbeit genug für einige Jahre...



90 Mio. DM für Tonträgerwerbung in Hörfunk und Fernsehen

Erstaunliche Summen werden für die Hörfunk- und Fernseh-Werbung für Schallplatten ausgegeben. Die bekannten „Fernseh- und Radio-Brüller" Arcade und K-tel bezahlten für diesen Zweck zusammen 48 Mio. DM an die Sendeanstalten und die übrigen Tonträgerfirmen zusammen nochmals 41,8 Mio. DM. Von dem Gesamtbetrag von 89,8 Mio. DM entfielen auf Arcade 27,8 %, K-tel 25,6 %, Deutsche Grammophon Ges. 10,5 %, Phonogram 8,9 %, Ariola 8,6 %, EMI 6,5 %, Teldec 5 %, RCA 2,9 %, CBS 2,4 %, Metronome 1,7 % und WEA 0,1 %. Die beiden Frankfurter TV-Merchandiser K-tel und Arcade steigerten ihren Funk- und Fernsehwerbeetat 1979 um 8 auf 48 Mio. und erhöhten damit ihren Gesamtumsatz um etwa 20 %. Ihre Stärke: Sie verkaufen weder Kunst noch Stars, sondern Tonträger wie jede andere x-beliebige Ware nach den üblichen Marketing-Strategien. Ihre aktuellen Koppelungen auf Tonträgern erfüllen die Funktion eines umsatzfördernden „Nachbrenners", also der gekonnten Zweitauswertung – ein vitales Zweitgeschäft ohne allen Promotions- und Produktionsballast, der alleine bei den konventionellen Plattenfirmen verbleibt, die dafür mit erheblichen Lizenzeinnahmen rechnen können. Wenn die konventionellen Plattenfirmen im Hörfunk und im Fernsehen werben, merken sie bald, daß sie an ihr Repertoire und an die unter Vertrag genommenen Künstler gebunden sind. Mit anderen Worten gesagt: Die Tonträgerfirmen verkaufen Künstler, die TV-Merchandiser ein Produkt. Erstere müssen nach Repertoire-Gesetzen handeln, die Merchandiser nach Marktgesetzen... schreibt der Musik- und Mediendienst Rundy in der Ausgabe vom 18.12.1979.

Produktionszahlen der bundesdeutschen Radio- und Fernsehgeräteindustrie

		Januar bis Oktober 1979	November 1979	Januar bis Oktober 1978	November 1978
Heimempfänger	Stück	**444 222**	**73 491**	473 083	65 977
	Wert (Mio. DM)	**209,8**	**25,9**	227,1	31,6
Reise- und Autoempfänger	Stück	**2 747 255**	**296 609**	2 682 362	286 786
	Wert (Mio. DM)	**766,9**	**87,3**	733,2	79,7
Kombinationsgeräte u. Musiktruhen	Stück	**340 364**	**17 122**	659 520	67 885
	Wert (Mio. DM)	**287,8**	**12,5**	564,0	60,7
Fernsehempfänger Farbe	Stück	**3 087 286**	**413 079**	3 279 267	377 001
	Wert (Mio. DM)	**3132,6**	**425,1**	3578,1	421,2
Fernsehempfänger Schwarzweiß	Stück	**265 357**	**27 602**	496 485	46 953
	Wert (Mio. DM)	**93,0**	**9,0**	167,8	16,6

Handel und Vertrieb

Semiconductor Expreß-Service – abgekürzt SEMEX – nennt der Geschäftsbereich Halbleiter von AEG-Telefunken ein neues System, um neben den bisherigen Vertriebswegen mittlere und kleinere Stückzahlen von Halbleitern (bis 5000 Stück) aus einem zentralen Lager in Heilbronn kurzfristig und direkt zu liefern. Bis 14 Uhr eintreffende Aufträge werden in der Regel noch am gleichen Tage expediert, sofern die Ware am Lager ist. Größere Aufträge werden wie bisher bearbeitet. Für Bestellungen sind die Telefonnummer 07131/882666 und die Telex-Nr. 0728746 reserviert. Beide Anschlüsse sind zwischen 8.15 und 15 Uhr ständig besetzt; zu anderen Zeiten ist ein Anrufbeantworter dienstbereit. Genaue Hinweise, Typenaufstellung und Preisliste sind in einer DIN-A5-Broschüre zusammengefaßt, abzurufen bei AEG-Telefunken, Geschäftsbereich Halbleiter, Postfach 1109, 7100 Heilbronn.

Nachdem Mostek vor kurzem die dritte Deutschland-Niederlassung (in München) eröffnete, übernahm Reiner Pohl die Marketingleitung für den zentraleuropäischen Bereich (Bundesrepublik Deutschland, Niederlande, Österreich, Schweiz). Weitere Mostek-Niederlassungen befinden sich in Hamburg und Stuttgart. Die neue Münchener Anschrift: Mostek GmbH, Zaunkönigstr. 18, 8012 Ottobrunn, Telefon: 089/6091017, Telex: 05216516.

Stettner & Co., Lauf/Pegnitz, hat seine Angebotspalette durch die Übernahme der Stackpole-Vertretung für Deutschland erweitert. Es handelt sich dabei um die Stackpole Carbon Company (Weichferrite, Hochlast-Widerstände, Kohle-Masse-Widerstände RCR nach Mil) und um die Stackpole Components Company (Dreh-Stufenschalter, Schiebeschalter, Tastschalter, Dickfilm-Widerstandsnetzwerke). Alle Auskünfte von Stettner & Co., Technische Keramik/Elektronik-Bauelemente, Postfach 7, 8560 Lauf, Telefon 0 91 23/18 12 28.

Ing. (grad.) Anton Kussmaul

Kombination von Logik und nichtflüchtigem Speicher auf einem Chip

Ein völlig neuer Fertigungsprozeß ermöglicht es, hochkomplexe Logik und nichtflüchtige Speicher auf einem Chip zu integrieren. Gute Reproduzierbarkeit und ein günstiges Preis-/Leistungsverhältnis gestatteten SGS-Ates die Entwicklung des Schaltkreises M 193, eines universellen Spannungs-Synthesizers für Rundfunk- und Fernsehgeräte.

Programmtasten – ob in Verbindung mit einer Fernbedienung oder am Gerät zu betätigen – gehören heute zum selbstverständlichen Bedienungskomfort eines Rundfunk- oder Fernsehgerätes. Mechanische Abstimmsysteme, z. B. mittels Potentiometer, sind fast völlig durch rein elektronische Systeme ersetzt worden. Um nun dem Benutzer eine freie Tastenzuordnung zu den Programmen bzw. Frequenzen zu ermöglichen, benötigt jedes vollelektronische System einen frei programmierbaren Speicher; häufig wurden hier batteriegepufferte RAMs eingesetzt. Sowohl aus Kosten- als auch aus Zuverlässigkeitsgründen werden diese immer mehr durch nichtflüchtige Halbleiterspeicher ersetzt. Bei allen bisher bekannten Systemen ist dieser Speicher ein eigener Schaltkreis.

SGS-Ates gelang es nun, einen Fertigungsprozeß zu entwickeln, der die Integration nichtflüchtiger Speicher zusammen mit der, z. B. für ein Abstimmsystem, benötigten Logik auf einem Chip gestattet. Man verwendet im Prinzip eine „normale" MOS-Technologie, und kann so problemlos die hohen Stückzahlen fertigen, die die Fernseh- und Rundfunkindustrie benötigt. Da ein kostengünstiges System entwickelt werden sollte – als echter Ersatz von Potentiometeraggregaten –, aber auch den durch Synthesizer stark gestiegenen Bedienungsansprüchen Rechnung getragen werden mußte, wurde ein Spannungssynthese-Konzept gewählt. Es entstand der Schaltkreis M 193, der sowohl Einfachstkonzepte gestattet als auch Lösungen, die dem Frequenz-Synthesizer im Bedienungskomfort nur wenig nachstehen.

Der nichtflüchtige Speicher

Der Schaltkreis M 193 ist für 16 Programmtasten ausgelegt und speichert die für jede Programmtaste gewünschte Abstimmspannung mit einer Genauigkeit von 12 bit. Weiter stehen vier Bandausgänge für die Bereichsumschaltung zur Verfügung, hierfür werden 2 bit benötigt. Außerdem enthält der Schaltkreis noch eine Feinabstimmung mit acht Stufen, wofür im Speicher 3 bit benötigt werden. Somit hat der Speicher eine Größe von 16 Wörtern x 17 bit, also 272 Speicherzellen.

Jede Zelle besteht im Prinzip aus einem Feldeffekttransistor, dessen Schwellenspannung verändert werden kann. Beim Auslesen, z. B. mit einer Spannung von 5 V, wird nun der Transistor, der eine Schwellenspannung von < 5 V hat, durchschalten, ein solcher mit höherer Schwellenspannung aber nicht. Dies ist das Grundprinzip fast aller nichtflüchtigen Halbleiterspeicher.

Der wesentliche Unterschied ist nun die Art und Weise, wie diese Schwelle dauerhaft verändert wird. Prinzipiell wird dazu ein isoliert aufgebautes Gate aufgeladen bzw. entladen. Wichtig ist nun, daß diese Ladung dauerhaft in der Gateschicht erhalten bleibt, aber andererseits auf elektrischem Wege geändert werden kann. Bei den MNOS-Schaltkreisen wird die Ladung zwischen einer Nitrid- und einer Siliziumoxidschicht gespeichert. Die Elektronen gelangen durch einen Tunneleffekt dorthin – leider aber auch wieder zurück.

Ferner wird eine äußerst präzise dünne Oxidschicht (50 Å) benötigt. Speicherzeiten von etwa einem Jahr sind erreichbar. Da bei normalen MOS-LSI-Schaltungen Schichtdicken in der Größe von 1000 Å üblich sind, ist diese Technologie nur schwer mit MOS-Logik kombinierbar. Ebenso werden für viele andere Technologien negative Spannungen zum Löschen oder auch zum Schreiben benötigt, oder der Lesevorgang beeinflußt bei einigen Systemen die Ladung.

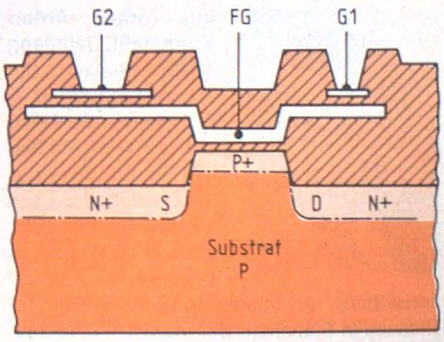


Bild 1. Der Aufbau einer Speicherzelle. Das Floating Gate FG ist vom übrigen Aufbau durch Siliziumoxid völlig isoliert

Beim Schaltkreis M 193 werden nun Zellen in „Floating-Gate"-Technik verwendet. Im Prinzip handelt es sich um einen Feldeffekttransistor mit zwei Steueranschlüssen über dem Gate, G1 und G2 (*Bild 1*); das Gate selbst (FG ≙ Floating-Gate) ist völlig isoliert. Es besteht, genauso wie G1 und G2, aus polykristallinem Silizium. Der entscheidende Vorteil in der Herstellung liegt nun darin, daß die Isolierschicht, SiO_2, an der dünnsten Stelle immer noch 1000 Å dick ist; somit entspricht diese Struktur völlig den üblichen Gegebenheiten in einem Standard-MOS-Fertigungsprozeß.

Schreiben und Löschen

Bild 2a zeigt das Ersatzschaltbild einer Zelle. Zum Schreiben werden G1 und G2 sowie das Drain an eine Spannung von + 28 V gelegt. Daraus folgt eine Ersatzschaltung nach *Bild 2b* mit den Kapazitäten, die sich zwischen dem Floating-Gate FG und G1, G2 sowie dem Substrat ergeben. Auf dem Weg zum Drain-Bereich werden die Elektronen aufgrund der speziellen Auslegung dieser Strecke und der hohen angelegten Spannung, die ja weit über der üblichen Betriebsspannung von 12 V liegt, zu Hot Electrons (hochenergetische Elektronen) und von dem Feld, das durch die Spannung an G1 und G2 entsteht, zum Floating-Gate FG hin abgelenkt. Diese Hot Electrons sind nun in der Lage, durch die Oxidschicht auf das Gate zu gelangen, können aber nicht mehr abfließen. Um eine thermische Überlastung zu verhindern, muß dieses Aufbringen der Ladung in Portionen geschehen. Eine entsprechende Steuerlogik ist beim M 193 bereits mitintegriert. Es wird soviel Ladung aufgebracht, daß die Schwellenspannung über 10 V verschoben wird. Die Ladung ist dabei so gut isoliert, daß sich eine Speicherzeit von über 100 Jahren ergibt.

Ing. (grad.) Anton Kussmaul, Jahrgang 1949. Studium der Nachrichtentechnik in München. Zunächst bei Merk-Telefonbau im Bereich Entwicklung und Prüfung von Meldeanlagen tätig, danach Aufbau und Leitung des Applikationslabors für integrierte Schaltkreise bei Plessey in München. Seit April 1979 Technischer Vertriebsleiter für Consumer-MOS-Schaltkreise und digitale Logikfamilien bei SGS-Ates in Grafing bei München.

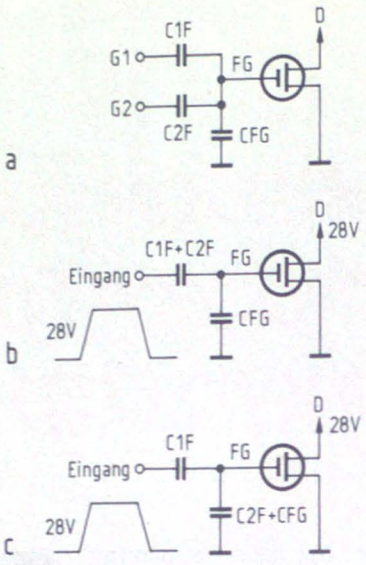


Bild 2. a) Ersatzschaltbild einer Speicherzelle; der Kondensator C1F wird gebildet aus der Kapazität des Gates G1 und dem Floating Gate FG, genauso C2F aus G2 und FG. Der Kondensator CFG stellt die Kapazität FG/Substrat dar. b) Ersatzschaltbild beim Schreiben. c) Ersatzschaltbild beim Löschen

Es handelt sich hier natürlich um eine Hochrechnung aus Hochtemperaturversuchen bei 250°C. Der Hersteller garantiert eine Speicherzeit von mindestens 10 Jahren.

Für den Löschvorgang wird die Zelle nach *Bild 2c* beschaltet, also G2 auf Masse und G1 an + 28 V gelegt. Die Fläche von G1 ist nun wesentlich kleiner als die von G2 und somit auch die Kapazität G1/FG. Fast der gesamte Spannungsabfall tritt an G1 auf, und bedingt durch die extrem hohe Feldstärke können die Elektronen über G1 abfließen. Die Schwellenspannung wird dadurch wieder unter 5 V verschoben.

Allerdings ist der Anwendungsbereich dieser Technologie auf solche Gebiete eingeschränkt, wo nicht allzuoft umprogrammiert werden muß. Mit jedem Umprogrammieren tritt eine Art Ermüdung der Isolierschichten auf. Dies äußerst sich derart, daß immer längere Zeiten benötigt werden, um die Zelle umzuprogrammieren. Es wird also immer schwerer, Ladung vom oder zum Floating-Gate zu bringen. Der Einsatz dieser Technologie ist also immer dort angebracht, wo der Speicherinhalt nur selten geändert werden muß. Nach etwa 10 000 Lösch-/Schreibzyklen werden zum Löschen einer Zelle etwa 3 ms und zum Schreiben etwa 18 ms benötigt. Da diese Zeiten in Pulspakete aufgeteilt sind, liegt hier etwa die Grenze, wo noch akzeptable Gesamt-Lösch-/Schreibzeiten erreicht werden. Dies hat allerdings keinen Einfluß auf die Speicherdauer; diese bleibt natürlich erhalten. Der Einsatz in einem Fernseh-Programmspeicher ist aber ideal, da hier nur selten umprogrammiert wird, andererseits lange Speicherzeiten und beliebig viele Lesezyklen gefordert sind.

Der Schaltkreis M 193 und sein Einsatz

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild des Schaltkreises M 193, *Bild 4* die vollständige Schaltung für ein Abstimmsystem mit automatischem Sendersuchlauf für ein Fernsehgerät. Mit den Eingängen PA...PD wird im BCD-Code der gewünschte Programmspeicherplatz angewählt. Hier kann entweder eine Fernbedienung oder, falls Programmwahl am Gerät gewünscht wird, der Tastaturdecoder M 190 angeschlossen werden, der nach Betätigen einer der 16 Programmtasten den entsprechenden BCD-Code statisch an die Programmeingänge anlegt. Der Schaltkreis bietet außerdem einen Step-Eingang zum Durchschalten aller Programme.

Zur Decodierung der Programmziffer steht ferner der Schaltkreis M 192 zur Verfügung – ein Siebensegment-LED-Treiber mit BCD-Eingang.

Für jedes der 16 Programme können nun die benötigte Abstimmspannung, das Band und die Stellung der Feinabstimmung gespeichert werden, indem der Tri-State-Eingang „Bandwahl/Speichern" kurz, z. B. mit einem Taster, auf Masse gelegt wird. Der Speichervorgang – also Löschen und Schreiben – läuft dann automatisch ab: Der Ausgang „Schreibspannungs-Takt" steuert den Transistor BC 297 mit den benötigten Impulsen; dieser wiederum versorgt den Eingang „Schreibspannungsversorgung" mit der Schreib-/Löschspannung von 29 V. Da für die Impulse Stromspitzen bis max. 65 mA benötigt werden, wurde dieser externe Treibertransistor vorgesehen. Der Transistor BF 258 stabilisiert die Spannung auf 28 V. Da während des Betriebs der Speicherteil im Schaltkreis elektrisch getrennt werden muß, werden noch 18 V benötigt, die von der Schreib-/Löschspannung mittels einer Z-Diode abgeleitet werden. Die Logik im M 193 benötigt 12 V; die Diode zwischen Anschluß 10 und 13 gewährleistet, daß im Einschaltmoment etwa 11,3 V am Anschluß liegen, um ein sicheres Auslesen zu ermöglichen.

Der digitale Wert der Abstimmspannung steht nun in serieller Form am Anschluß „Abstimmspannung" zur Verfügung. Die Spannung kann mit einer Genauigkeit von 13 bit (≙ 8192 Stufen) eingestellt werden. Da aber in allen Fällen eine wesentlich geringere Auflösung genügt, werden nur 12 bit gespeichert. Der Ausgang ist ein Open-drain-Transistor, der bei der niedrigsten eingestellten Abstimmspannung sperrt, bei der ersten Stufe Impulse von 3,6 µs Breite mit einer Frequenz von 33,8 Hz ausgibt und dann mit jedem Schritt Impulse hinzufügt. Ab 2^9 ≙ 512 Impulsen wird dann aber nicht mehr die Impulszahl erhöht, sondern die Breite der Impulse verändert; d.h. mit jedem Schritt für steigende Abstimmspannungen steigt dann die Impulsbreite um 3,6 µs. Diese digitale Information gelangt nun auf ein mehrstufiges Tiefpaßfilter, an dessen Ausgang sich dann die gewünschte Abstimmspannung einstellt. Für Rundfunkanwendungen werden hier zweckmäßigerweise aktive Filter mit Operationsverstärkern eingesetzt, um die Einschwingzeiten kurz zu halten.

Zur Bereichsumschaltung stehen noch vier Open-drain-Ausgänge zur Verfügung (Band I, III, IV/V und AV). Befindet sich der Schaltkreis in Stellung „manuelle Abstimmung", können die Bänder der Reihe nach mit dem Anschluß „Bandwahl/Speichern" eingestellt werden, indem dieser jeweils kurz an + 12 V gelegt wird. Im automatischen Suchlauf werden immer zwei Bänder nacheinander in einer Richtung abgesucht. Wird der Anschluß „Suchlauf aufwärts/abwärts" kurz auf + 12 V gelegt, wird Band I + AV abgesucht, legt man den Anschluß kurz auf Masse, werden Band III und IV/V abgesucht.

In manueller Stellung bestimmt man mit diesem Anschluß die Richtung, in der sich die Abstimmspannung ändern soll, indem die jeweilige Taste so lange gedrückt wird, bis der gewünschte Sender eingestellt ist. Der Zustand manueller oder automatischer Suchlauf wird dadurch bestimmt, daß der Anschluß „automatisch/manuell" auf + 12 V oder Masse gelegt wird. Am Anschluß „Zeitkonstante" bestimmt eine Zeitkonstante die gewünschte Suchlaufgeschwindigkeit. Da diese bei manueller Abstimmung sehr langsam sein soll, um den Sender exakt einstellen zu können, wird hier mit dem Umschalter „automatisch/manuell" auch die Zeitkonstante geändert; „schnell" gestattet dann zum groben Abstimmen eine höhere Geschwindigkeit. Die Ausgänge „Daten" und „Takt" dienen zum Anschluß des Schaltkreises M 191, der es ermöglicht, die Abstimmspannung in Form eines sich ändernden Balkens auf dem Bildschirm des Fernsehgerätes einzublenden. Ebenso wird das gewählte Band angezeigt.

Mit dem Ausgang „Stummschaltung" kann das Gerät beim Ein- und Ausschalten sowie während des Programmwechsels stummgeschaltet werden. Der Ausgang „Feinabstimmung"

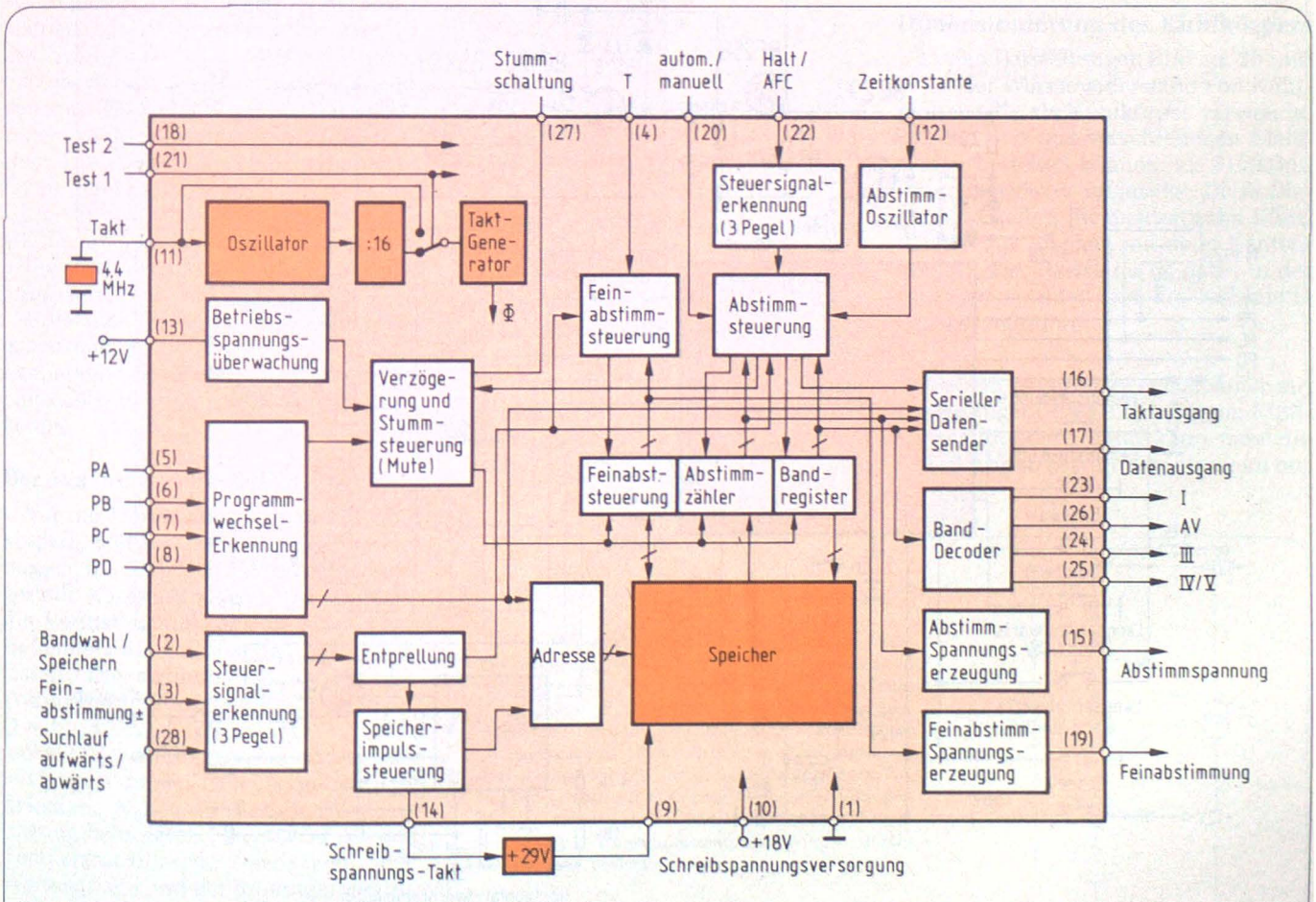


Bild 3. Blockschaltbild des Schaltkreises M 193

ist wieder ein serieller Ausgang. Hier steht eine Frequenz von 17,3 kHz an, deren Impulsbreite in acht Stufen veränderbar ist. Er ermöglicht eine zusätzliche Feinabstimmung über den Anschluß „Feinabstimmung ±" oder den für Fernbedienungen geeigneten Eingang „T".

Der Schaltkreis TDA 4431 wird nur benötigt, wenn das System mit automatischem Suchlauf arbeitet. Dieser Schaltkreis erkennt, ob das Fernsehgerät synchronisiert hat, und gibt dann, abhängig von der Amplitude der AFC-S-Kurve, auf den Tri-State-Eingang „Halt/AFC" des M 193 die entsprechenden drei Pegel. Der Schaltkreis M 193 erkennt aufgrund der Reihenfolge dieser Pegel, ob es sich um einen „echten" Sender oder einen Sender in Spiegellage handelt. Wurde der Sender richtig identifiziert, wird der optimale Abstimmpunkt zunächst überlaufen, danach Suchlaufrichtung und Geschwindigkeit umgeschaltet, um dann durch weitere Richtungswechsel den Sender automatisch optimal einzustellen. Daraufhin wird der Suchlauf gestoppt, und das System führt die normale AFC-Funktion durch.

Am Anschluß „Takt" wird ein 4,4-MHz-Quarz zur Erzeugung der internen Taktfrequenz benötigt. Es verbleiben noch die Anschlüsse „Test 1" und „Test 2", die auf Masse gelegt werden müssen, da sie Testanschlüsse sind, die interne Funktionen umschalten, wenn der Schaltkreis getestet wird.

Diverse Anwendungen

Es würde in diesem Aufsatz zu weit führen, die vielfältigen Möglichkeiten des Systems für Fernseh- und Rundfunkgeräte durchzusprechen. Zahllose Variationen sind möglich: mit und ohne Fernbedienung, automatischer Suchlauf, Semiautomatik; für Rundfunk-Stereo-, für Autoradio-ARI-Suchlauf. Außerdem: unterschiedliche Suchlaufgeschwindigkeiten in jedem Band, feste und freie Bandzuordnung, fernbediente Rundfunkgeräte, um nur einiges zu nennen. Es lassen sich also mit einfachen Zusatzschaltungen Geräte realisieren, die dem Komfort des Frequenzsynthesizers nur wenig nachstehen, aber vergleichbar wesentlich geringere Kosten haben.

Stichworte zum Inhalt

Nichtflüchtiger Speicher, Spannungssynthese, Ein-Chip-Abstimmsystem

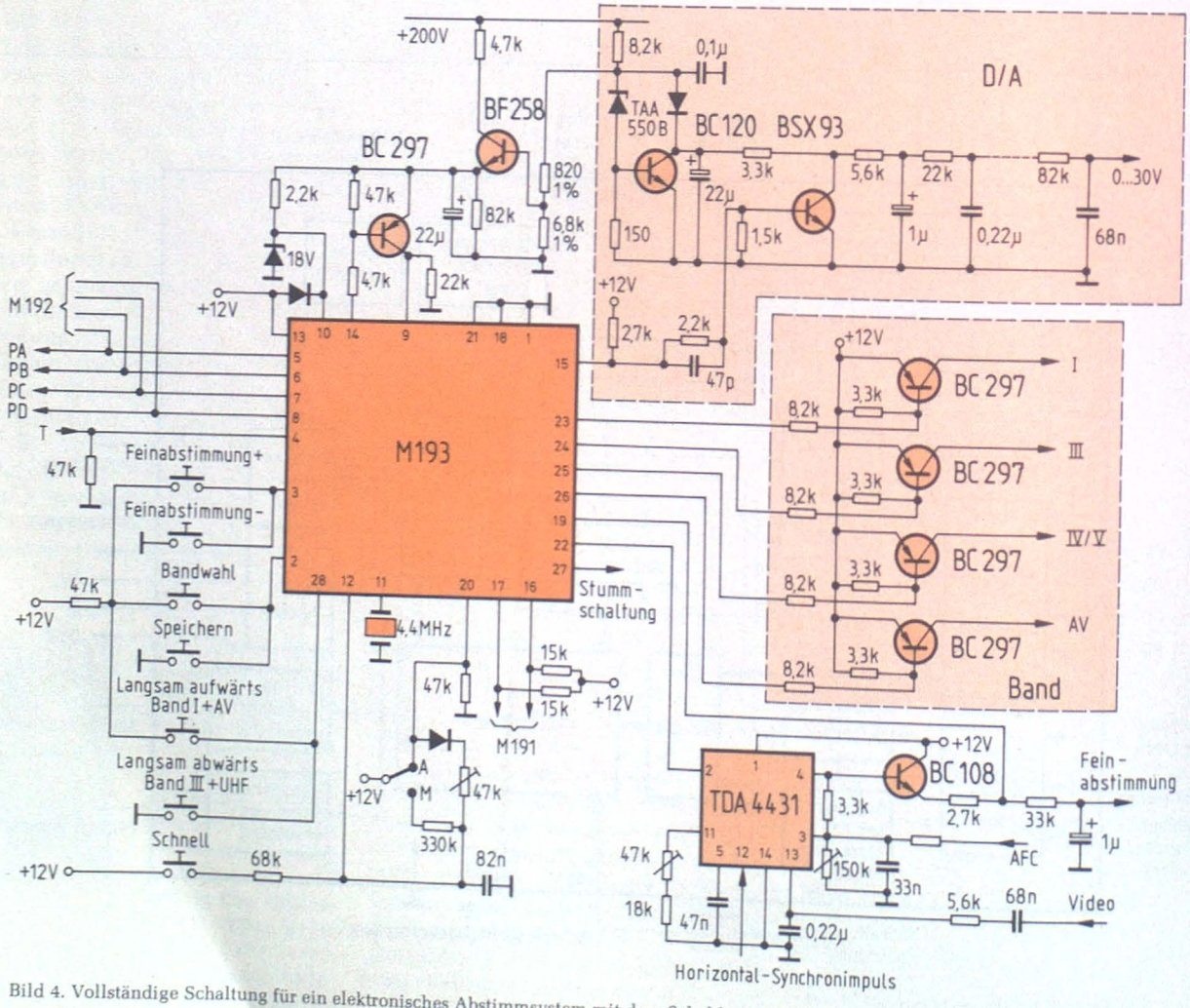


Bild 4. Vollständige Schaltung für ein elektronisches Abstimmsystem mit dem Schaltkreis M 193 für automatischen und manuellen Suchlauf

Ing. Hans-Dieter Jaksch

Berechnung von Halbleiter-Kühlflächen

Der zuverlässige Einsatz von Leistungshalbleitern macht es erforderlich, die beim Betrieb auftretende Verlustleistung auf ein Mindestmaß zu begrenzen. Kühlkörper und Kühlflächen müssen deshalb so angeordnet werden, daß die in den Datenblättern beschriebenen zulässigen Betriebstemperaturen der Halbleiter in keinem Fall überschritten werden können. Es kommt sonst zu bleibenden Veränderungen der elektrischen Eigenschaften oder zur Selbstzerstörung.

Die Montage eines Halbleiters auf einem Kühlkörper muß sorgfältig durchgeführt werden, um einen möglichst optimalen Wärmeübergang zwischen dem Gehäuse und dem Kühlkörper zu schaffen; dadurch läßt sich der Transistor thermisch völlig auslasten. Es ist darauf zu achten, daß nach dem Bohren des Kühlkörpers die Bohrspäne und Grate sorgfältig entfernt werden. Weiterhin gehören die Reinigung der Kontaktflächen mit Spiritus oder Aceton, das Aufbringen der Wärmeleitpaste und das Befestigen des Halbleiters nach den vom Hersteller angegebenen Richtlinien zu thermisch wichtigen Kriterien. Die Menge der Wärmeleitpaste reicht dann aus, wenn ein gewisser Überschuß an den Rändern der Kontaktfläche austritt; dieser Überschuß sollte ebenfalls mit Lösungsmitteln entfernt werden.

Untersuchungen an Halbleitern ergaben, daß bei einer Senkung der Chiptemperatur um 40 °C die Ausfallrate um eine Größenordnung verringert werden konnte.

Der Wärmewiderstand

Vor der Dimensionierung von Kühlkörpern sollen einige kurze Betrachtungen über den Wärmewiderstand angestellt werden, da sich über ihn und die Verlustleistung des zu kühlenden Halbleiters die Kühlflächen berechnen lassen. Die Grundgleichung für die Wärmeübertragung lautet allgemein:

$Q = h \cdot A \cdot \Delta T$

wobei Q der zu übertragenden Verlustleistung, h dem Wärmeübergangskoeffizienten, A der an der Wärmeübertragung beteiligten Fläche und ΔT der Temperaturdifferenz zwischen der Wärmequelle und der Raumtemperatur entspricht. Hieraus ergibt sich

$$R_{th} = \frac{T - T_U}{P}$$

mit R_{th} als Wärmewiderstand, T als Temperatur der Wärmequelle, T_U als Umgebungstemperatur und P als abzuleitende Verlustleistung.

Die maximale Leistung, die bei gegebenem Wärmewiderstand und Umgebungstemperatur abgeführt werden kann, folgt also aus

$$P_{max} = \frac{T_{S\,max} - T_{U\,max}}{R_{th}}$$

Hierbei ist $T_{S\,max}$ die maximal zulässige Kristalltemperatur und $T_{U\,max}$ die maximale Umgebungstemperatur.

Neben der Analogie zum Ohmschen Gesetz zeigt sich in der Wärmetechnik noch die Übereinstimmung mit dem Maschengesetz nach Kirchhoff. Dabei werden alle Wärmewiderstände und die an ihnen erzeugten Temperaturabfälle innerhalb und außerhalb eines Halbleiters betrachtet und zu einer Ersatzschaltung in Form einer „Wärmemasche" zusammengefaßt.

In *Bild 1* ist ein Beispiel einer „Wärmemasche" dargestellt, die aus verschiedenen Temperaturabfällen an entsprechenden thermischen Widerständen gebildet wird. Die Temperatur am Kristall ergibt sich aus der Gleichung

$$T_S = P_D \cdot (R_{th\,SG} + R_{th\,GK} + R_{th\,KU}) + T_U$$

Dimensionierung des Kühlkörpers

In den Darstellungen *Bild 2a, 2b* und *2c* ist der Wärmewiderstand von Kühlplatten, die als Kühlkörper verwendet werden und aus verschiedenen Materialien bestehen können, als Funktion ihrer Oberfläche aufgezeigt. Diese Diagramme gelten für quadratische Kühlflächen aus Blechen mit einer Kantenlänge S. Der Halbleiter ist dabei in der Mitte angeordnet und die Kühlplatte vertikal montiert.

Werden dagegen zwei Halbleiter mit nur geringem Abstand auf einen Kühlkörper montiert, dann kann man die Oberfläche so bestimmen, als wenn nur

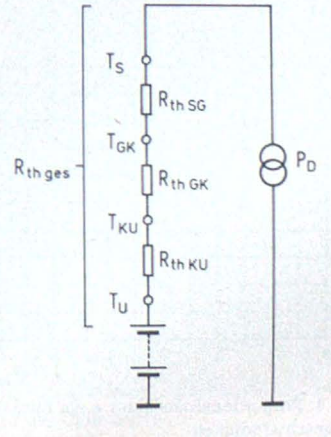


Bild 1. Die sogenannte Wärmemasche eines Halbleiters ($R_{th\,ges}$ = thermischer Gesamtwiderstand $R_{th\,SG}$ = thermischer Widerstand zwischen Halbleiter und Gehäuse, $R_{th\,GK}$ = thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper, $R_{th\,KU}$ = thermischer Widerstand zwischen Kühlkörper und Umgebung, T_S = Temperatur am Übergang Kristall/Gehäuse, T_{GK} = Temperatur am Übergang Gehäuse/Kühlkörper, T_{KU} = Temperatur am Übergang Kühlkörper/Umgebung, T_U = Umgebungstemperatur, P_D = durchschnittliche Verlustleistung)

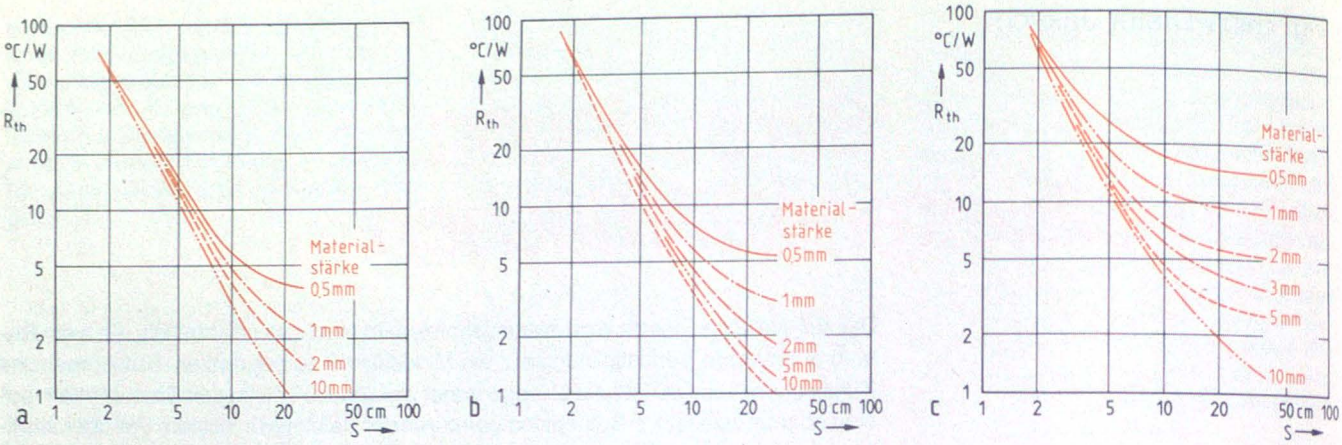


Bild 2. Wärmewiderstand des Kühlblechs als Funktion der Oberfläche. a) Kupferblech, b) Aluminiumblech, c) Stahlblech

ein Halbleiter angebracht wurde, der jedoch die Summe der Verlustleistungen von beiden Transistoren besitzt. Der neue Widerstand $R_{th\,SG}$ ist gleich der thermischen Ersatzschaltung von beiden einzelnen Wärmewiderständen. Dabei werden die Einzelverlustleistungen zu einer Gesamtverlustleistung zusammengefaßt.

Werden die Kühlkörper horizontal montiert, dann muß die Oberfläche um den Faktor 1,3 vergrößert werden; wird hingegen die berechnete Oberfläche des Kühlkörpers geschwärzt, kann sie um den Faktor 0,7 verkleinert werden, da die Wärmeabgabe durch das Schwärzen bedeutend verbessert wird.

Der Gebrauch der Gleichungen und Diagramme soll an dem nachfolgenden Beispiel verdeutlicht werden:

Ein Transistor vom Typ AD 153 muß bei einer maximalen Umgebungstemperatur von 40°C eine Leistung von 12 W abführen können. Zur Kühlung wird eine 2 mm starke Kupferplatte verwendet. Der Transistor wird mit einer Glimmerscheibe isoliert. Gesucht sind die Abmessungen des Kühlkörpers.

Aus dem Datenblatt des AD 153:

$$R_{th\,SG} = 1{,}5\,°C/W$$
$$R_{th\,Glimmer} = R_{th\,GK} = 0{,}5\,°C/W$$
$$T_{S\,max} = 95\,°C$$

Der maximale Wärmewiderstand folgt aus:

$$R_{th\,max} = \frac{T_{S\,max} - T_{U\,max}}{P}$$
$$= \frac{95 - 40}{12} = 4{,}6\,°C/W$$

Hieraus folgt für $R_{th\,KU}$:

$$R_{th\,KU} = R_{th\,max} - R_{th\,SG} - R_{th\,Glimmer}$$
$$= 4{,}6 - 1{,}5 - 0{,}5 = 2{,}6\,°C/W$$

Aus Bild 2a ergibt sich für $R_{th\,KU}$ = 2,6°C/W bei einer Plattendicke von 2 mm eine Kantenlänge S von 15 cm. Die Abmessungen der Kupferplatte betragen dann 15 cm x 15 cm x 0,2 cm.

Die Zwangskühlung

Reicht die Konvektionskühlung eines Kühlkörpers in einem elektronischen Gerät nicht aus, so können die Halbleiter zusätzlich durch einen Ventilator oder Lüfter gekühlt werden. Dadurch verändert sich der Wärmewiderstand des Kühlkörpers, wodurch die Kühlfläche erheblich kleiner werden kann als bei Konvektionskühlung.

Aus dem *Bild 3* ist der Proportionalitätsfaktor a für beliebige Kühlkörper und Kühlprofile in Abhängigkeit von der Luftgeschwindigkeit zu entnehmen. Für die Kühlfläche A_f bei Zwangskühlung ergibt sich: $A_f = a \cdot A$

Stichworte zum Inhalt

Kühlkörper, Wärmewiderstand, Kühlfläche, Konvektionskühlung, Zwangskühlung

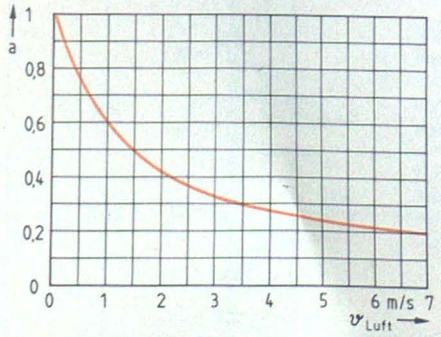


Bild 3. Proportionalitätsfaktor a als Funktion der Luftgeschwindigkeit

Einstellbarer Lastwiderstand

Für Frequenzen zwischen 1 und 100 MHz sind von Design Automation Lastwiderstände lieferbar, die es gestatten, sowohl ein definiertes Stehwellenverhältnis als auch einen definierten Phasenwinkel der reflektierten Welle einzustellen. Im *Bild* ist der L 10-5 zu sehen, welcher mit einer Hf-Leistung bis zu 20 W belastet werden kann und für die Frequenz 10,5 MHz konzipiert ist. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Geräte ist die Prüfung von Sender-Endstufen auf Überlastbarkeit und Schwingneigung bei Fehlanpassung. Die Nennimpedanz des Lastwiderstandes beträgt 50 Ω; der Anschluß erfolgt über einen BNC-Stecker. Der Einzelpreis eines solchen Gerätes liegt in den Vereinigten Staaten bei knapp 300 $.

Bei diesem Prüf-Lastwiderstand sind der Phasenwinkel des reflektierten Signals und das Stehwellenverhältnis einstellbar

Hobby-tronic '80

Noch mehr Aussteller – noch mehr Fläche

Zum drittenmal findet in Dortmund die Hobby-tronic statt, eine Fachausstellung für die Hobbyelektronik und Mikrocomputertechnik. Erstmals wird die Ausstellung zwei Hallen des Dortmunder Ausstellungsgeländes belegen.

Inzwischen gibt es zahlreiche Ausstellungen für Hobby-Elektroniker. Die Idee dazu wurde in Dortmund geboren und mit fachlicher Unterstützung des Franzis-Verlages verwirklicht. Wie das Publikum auf die erste Hobby-tronic '78 reagierte, zeigt das *Bild*, das eine halbe Stunde vor Öffnung der Tore entstand. Über 35 000 Besucher waren es 1978, ein Jahr später schon mehr als 46 000 – um ein Drittel mehr.

Die Rechnung der Ausstellungsleitung der Westfalenhalle war aufgegangen: Der „Kohlenpott" hatte sich als günstiger Standort für eine derartige Messe erwiesen. Bemerkenswert ist, daß mehr als ein Drittel der Besucher über 200 km angereist war, 16 % kamen aus den entfernten Bundesländern Bayern, Baden-Württemberg, Hessen und Rheinland-Pfalz. Sogar Münchener, die die ganzjährig geöffnete „Hobby-Ausstellung Schillerstraße" vor der Haustür haben, waren in Dortmund anzutreffen. Jeder 23. Besucher kam aus dem Ausland.

Interessant sind auch folgende Zahlen: Etwa die Hälfte aller Besucher war jünger als 30 Jahre, ein Viertel zwischen 30 und 40 Jahre alt. Wie eine Umfrage 1979 ergab, waren die am stärksten interessierenden Produktgruppen die Mikrocomputer (20 %), elektronische Bausätze (19 %), Funk (16 %), Meßgeräte (11 %), Elektro-Akustik, Fachliteratur und elektronische Spiele (je 10 %). Die Westfalenhalle GmbH will in diesem Jahr ein Marktforschungs-Unternehmen beauftragen, noch mehr

So sah es eine halbe Stunde vor der Öffnung der Eingangstore zu Beginn der ersten Hobby-tronic im Jahre 1978 vor der Halle 4 aus

Daten über die Ausstellung und ihre Struktur zu ermitteln.

Auch die Zahl der Aussteller stieg von 78 im Jahre 1978 auf 135 im vergangenen Jahr. Viele Firmen, die 1978 noch nicht dabei waren, hatten sich im ersten Ausstellungsjahr gut umgesehen und aufgrund des großen Erfolges dann ein Jahr später teilgenommen. Nicht nur die Zahl der Aussteller stieg, auch die Stände selbst wurden z. T. vergrößert. Die mitgebrachten Bestände waren teilweise schon vor dem großen Ansturm am Wochenende verkauft, denn das Publikum wollte all das hier einkaufen, was es eben nicht in jedem Elektronikladen gibt.

In diesem Jahr werden nach Angaben der Ausstellungsleitung knapp 200 Firmen in Dortmund ihre Angebote aus allen Teilgebieten der Elektronik präsentieren. Die Auswahl reicht von Widerständen, Halbleitern, Werkzeugen und Bausätzen bis zu Lichtorgeln, Fernsteuerungen, Funkgeräten, Hi-Fi-Anlagen und Mikrocomputern. Auch die „Software" kommt nicht zu kurz: Verlage – selbstverständlich auch der Franzis-Verlag – bieten Zeitschriften und Bücher für Anfänger und Fortgeschrittene oder Profis an.

Unsere Schwesterzeitschrift ELO führt jedes Jahr anläßlich der Hobbytronic einen Schaltungswettbewerb durch. Zur Verleihung der drei ersten Preise werden die Gewinner nach Dortmund eingeladen und erhalten dort außer einer Urkunde noch ein hochwertiges Fernsehgerät.

Erstmals in diesem Jahr hat die Hobby-tronic einen prominenten Schirmherrn: Professor Dr. Reimut Jochimsen, Minister für Wissenschaft und Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen. Er wird die offizielle Eröffnung der Ausstellung am 20. Februar vornehmen.

Händlertag am 20. Februar

Wie sich auf der ersten Ausstellung 1978 herausstellte, kommen nach Dortmund nicht nur Bastler und Hobby-Elektroniker. Auch Händler aus ganz Deutschland und den Nachbarländern sind unter den Besuchern. Bei dem starken Andrang während der allgemeinen Öffnungszeit ist ein ausführliches Gespräch zwischen Geschäftspartnern nicht möglich. Der schon im vergangenen Jahr praktizierte Händlertag hat sich bisher gut bewährt. Auch die anderen Hobby-Ausstellungen in Wien und Stuttgart haben diesen Händlertag eingeführt.

Das Actions-Center

Im Mittelpunkt der Ausstellung steht wieder das Actions-Center, auf dem Informationen und firmenneutrale Ratschläge aus allen Bereichen der Elektronik praxisnah und allgemeinverständlich weitergegeben werden.

Im komplett aufgebauten *Elektronik-Labor* kann man etwas über die Funktion und Anwendung von Meßgeräten sowie über Ätzen und Bestücken von Platinen und vieles andere mehr erfahren. Fachleute berichten weiter über Möglichkeiten des *CB-Funks*, andere beraten über *Tonbandtechnik als Freizeitspaß*. Der praktische Einsatz von *funkferngesteuerten Modellen* wird vorgeführt, und praktische Tips zur Auswahl der RC-Anlage werden gegeben. Zum Thema *Mikrocomputer* werden Anwendungsbeispiele für Maschinensprache und Basic gezeigt sowie Tips und Kniffe zur Programmierung gegeben. Die *Funkamateure* zeigen das breite Spektrum ihres Hobbys mit Funkfernschreiben, Amateurfernsehen und Funkverkehr via Satellit. Die DXer demonstrieren weltweiten Kurzwellenempfang und geben Hinweise zu Geräten, Zubehör und Frequenzbereichen.

Das Wichtigste zur Hobby-tronic '80 auf einen Blick

Öffnungszeiten: 20. bis 24. Februar 1980 von 9 bis 18 Uhr (am 20. Februar nur für Fachhändler)

Rahmenveranstaltungen:

21. Februar, 10 Uhr	Hobby-Elektroniker contra Händler, eine Podiumsdiskussion
21. Februar, 14.30 Uhr	Leser fragen Redakteure der ELO und FUNKSCHAU
22. Februar, 10 Uhr	Mikrocomputer-Podiumsdiskussion

Filmvorführungen an allen Tagen von 9 bis 18 Uhr aus allen Bereichen der Elektronik.
Der Eintritt zu diesen Rahmenveranstaltungen ist mit dem Lösen der Eintrittskarte zur Hobby-tronic frei. Alle Veranstaltungen finden auf der Empore von Halle 4 statt.

Rahmenveranstaltungen

Hobby-Elektroniker contra Händler
am 21. Februar um 10 Uhr

Unter der Leitung von ELO-Chefredakteur Henning Kriebel findet eine Podiumsdiskussion mit Hobby-Elektronikern und Händlern statt, die der Bundesverband des Elektronik-Fachhandels (bef), der Mitveranstalter ist, benannt hat. Die Teilnehmer werden ihre Vorstellungen erläutern und anschließend diskutieren.

Leser fragen Redakteure
am 21. Februar um 14.30 Uhr

Jeder Besucher der Hobby-tronic hat hier Gelegenheit, den Labor-Mitarbeitern und Redakteuren von ELO und FUNKSCHAU Fragen zu stellen, Kritik zu üben und Anregungen zu geben. Alle Hobbyisten sind dazu eingeladen.

Mikrocomputer-Podiumsdiskussion
am 22. Februar um 10 Uhr

Mikrocomputer-interessierte Hobbyisten können sich hier über aktuelle Fragen des Mikrocomputer-Marktes informieren. Anwender solcher Geräte werden mit Vertretern der Industrie über mangelnde Kompatibilität von Computern und externer Speichermedien, über Probleme des Vertriebs fertiger Software, über die oft nicht ganz glücklich gestalteten Handbücher und auch über die Möglichkeiten zum praktischen Einsatz von Personal-Computern diskutieren. Scho

Dipl.-Ing. W. Rienecker

Mechanische Frequenzselektion in der Nachrichtentechnik

2. Teil

Der zweite Teil dieses Beitrags beschreibt Filtersätze aus keramischen Resonatoren, monolithische Filter und monolithische Quarzfilter. Abgeschlossen wird der Beitrag von einer prinzipiellen Betrachtung der Arbeitsweise von Oberflächenwellenfiltern.

Dreipolige keramische Filterelemente

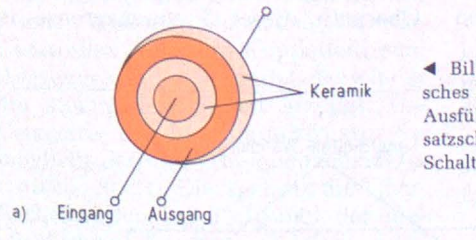
Dreielektrodenschwinger bestehen aus einer Keramikscheibe mit drei Metallelektroden. Für die Geometrie einer derartigen Anordnung sind verschiedene Lösungen bekannt [12, 13]. Die Stuktur in *Bild 11* hat zwei konzentrische Elektroden auf der einen Scheibenseite (Eingang, Ausgang), während die zweite Keramikfläche nahezu vollständig metallisiert ist. Die Gesamtfunktion entspricht den Eigenschaften von zwei mechanisch gekoppelten Zweielektrodenschwingern. Das in Resonanznähe der benutzten Schwingung gültige Ersatzschaltbild (Bild 11b) enthält einen idealen Übertrager, dessen Übersetzungsverhältnis die Eingangs-Ausgangskopplung beschreibt.

Filtersätze aus keramischen Resonatoren

Zwei- und Dreielektrodenschwinger können zusammen mit elektrischen Bauelementen zu einem Filterblock verbunden werden [14]. In *Bild 12* sind einige Schaltungskonfigurationen für Keramikfilter zusammengestellt. Die Schaltungen a) und b) bilden aus der Quarzfiltertechnik bekannte Differentialbrückenschaltungen mit Zweielektroden-Resonatoren nach, bei c) und d) handelt es sich um zwei mit Kondensatoren und Dreielektrodenschwingern aufgebaute Filter. Berechnungsmethoden für derartig verschaltete Keramik-Resonatoren können [14] entnommen werden. Alle Keramikfilter liegen im Hinblick auf Güte und Frequenzstabilität weit unter den Metallresonatorfiltern, beispielsweise um den Faktor 100 für die Filtergüte.

Monolithische Filter

Die fortschreitende Miniaturisierung elektrischer Bauelemente und Geräte führte auch zu entsprechenden Forderungen an die Filtertechnik. Konventionell aufgebaute Quarzfilter, Metallresonatorfilter, aber auch die besprochenen keramischen Filter liegen volumenmäßig weit über den integrierten Schaltungen der Halbleitertechnologie. Monolithische (vollständig auf einem Substrat realisierte) Quarz-, Keramik- und Oberflächenwellenfilter ermöglichen dagegen miniaturisierte Filterfunktionen bis in den GHz-Bereich. Das



◀ Bild 11. Dreipoliges keramisches Filterelement; a) praktische Ausführung, b) elektrisches Ersatzschaltbild in Resonanznähe, c) Schaltsymbol

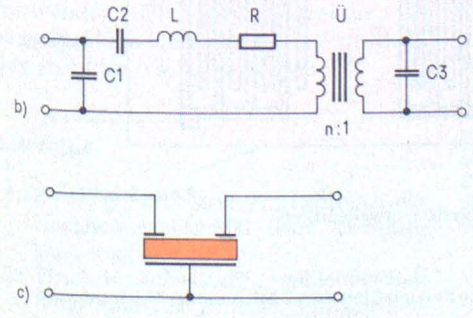
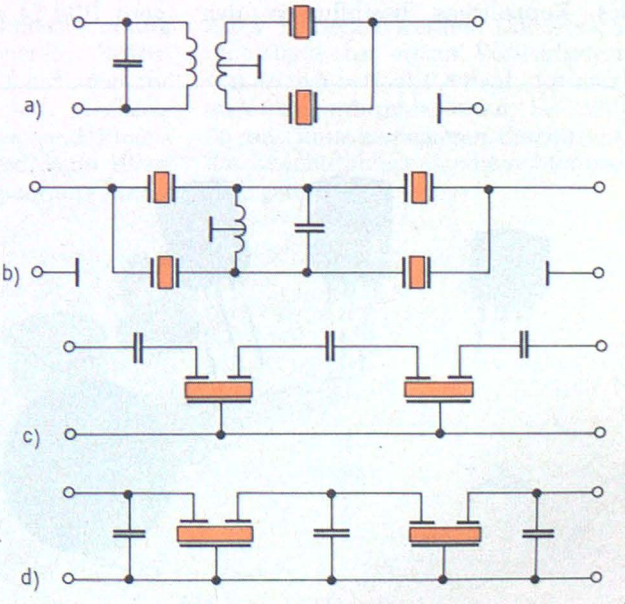
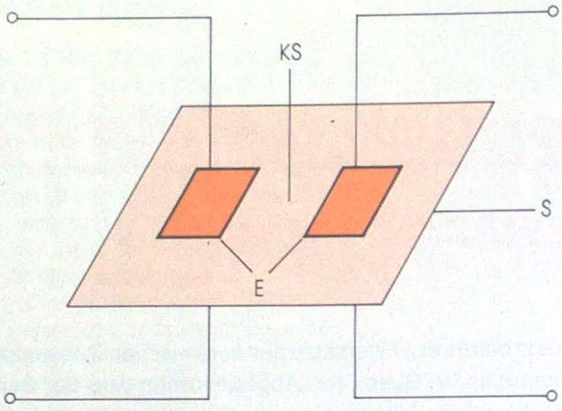


Bild 12. ▶ Einige Schaltungskonfigurationen für keramische Filter (Filtersätze); a, b) Differentialbrückenschaltung mit Zweielektrodenschwingern, c, d) Schaltungen mit Dreielektrodenschwingern





◄ Bild 13. Prinzip monolithischer Filter

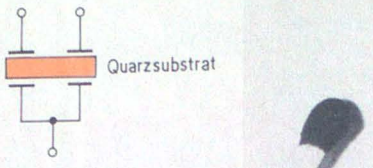


Bild 14. Quarzdoppelresonator (Dual)

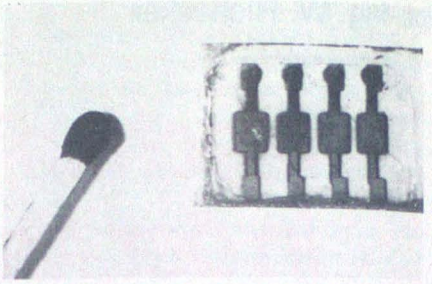


Bild 15. Monolithisches Quarzfilter (alle vier Resonatoren sind zur Kontaktierung und für Meßzwecke herausgeführt)

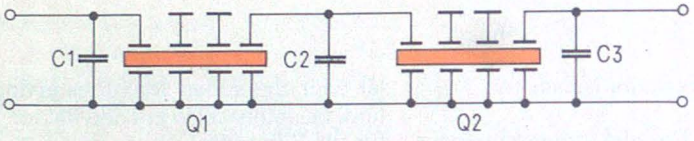


Bild 16. Achtkreisiges bilithisches Quarzfilter (vier Resonatoren pro Substrat)

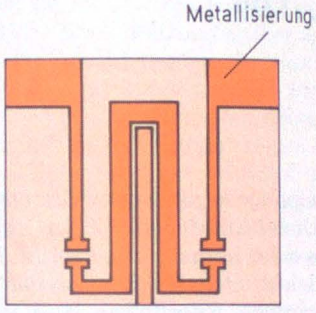


Bild 17. ► Elektrodengeometrie des monolithischen 10,7-MHz-Keramikfilters in Bild 18

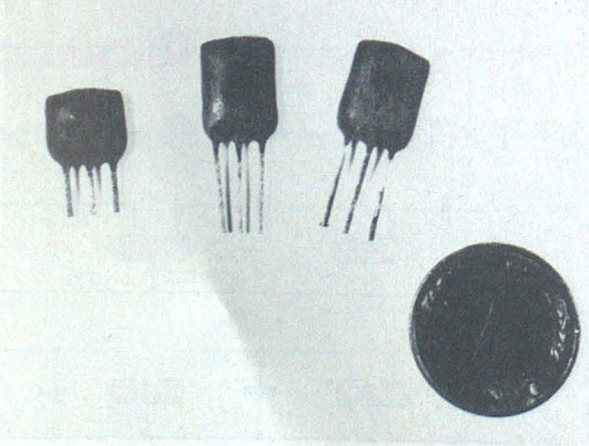
Gebiet der monolithischen Filter kann zunächst in die Bereiche „Volumenwellen" (monolithische Quarz- und Keramikfilter) und „Oberflächenwellen" (akustische Oberflächenwellenfilter) aufgeteilt werden (siehe Bild 2).

Prinzip monolithischer Filter

Auf einem piezoelektrischen Substrat S (z.B. Quarz, PZT-Keramik) werden durch die Elektrodenpaare E begrenzte Resonanzbereiche gebildet (*Bild 13*). Ein Koppelsteg KS ermöglicht eine definierte Schwingungsverkopplung. Materialgrößen, die Geometrie der Elektroden und die Abmessungen des Koppelstegs beeinflussen den Kopplungsfaktor der Anordnung. Bei geeigneter Dimensionierung befindet sich der größte Teil der Schwingungsenergie unter den Elektrodenbereichen. Außerhalb dieser Gebiete klingt die Schwingungsamplitude exponentiell ab. Dieses „Energiefangprinzip" wird häufig mit „Energy Trapping" bezeichnet. Die ausgekoppelte Schwingungsenergie verbindet die einzelnen Resonatoren akustisch miteinander.

Monolithische Quarzfilter

Monolithische Quarzfilter verwenden Mehrfachresonatoren, ähnlich den beschriebenen Dreielektrodenschwingern. *Bild 14* zeigt einen sogenannten „Dual" (Doppelresonator). Die Anzahl der auf einem Substrat verkoppelten Resonatoren kann sehr unterschiedlich sein. Gemäß der Substratanzahl eines Filters wird deshalb häufig unterschieden zwischen mono-, bi- und polylithischen Filtern. In *Bild 15* ist ein monolithisches (ein Substrat) Quarzfilter mit vier verkoppelten Resonatoren dargestellt. Die einzelnen Substrate werden bei bi- oder polylithischen Filtern über Kondensatoren verkoppelt. Die Schaltung in *Bild 16* zeigt ein achtkreisiges bilithisches Filter. Im Grundwellenbetrieb können monolithische Quarzfilter bis etwa 20 MHz eingesetzt werden. Oberhalb dieser Frequenzgrenze ist



◄ Bild 18. Monolithische Keramikfilter für 5,5 MHz und 10,7 MHz (Murata)

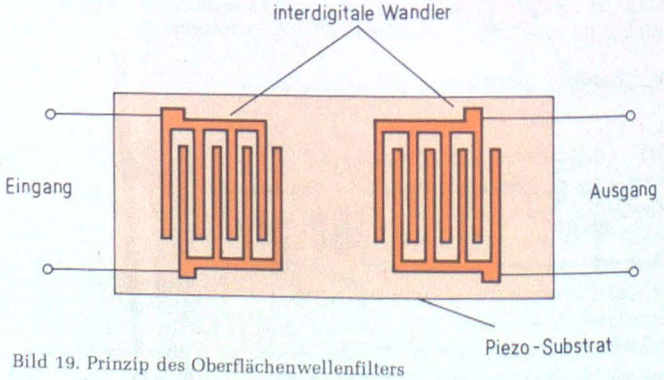


Bild 19. Prinzip des Oberflächenwellenfilters

Oberwellenbetrieb möglich. Für weitere Informationen über monolithische Quarzfilter sei insbesondere auf [15] und [16] hingewiesen.

Monolithische Keramikfilter

Neben Quarzmaterialien können für monolithische Filter auch andere piezoelektrische Keramiken verwendet werden. Vorrangig kommt auch hier PZT-Material in Frage. Für die auf das Substrat aufgedampften Metallelektroden sind verschiedene geometrische Formen bekannt. *Bild 17* zeigt eine häufig verwendete Anordnung. Zwei kommerziell gefertigte monolithische Keramikfilter für 5,5 MHz und 10,7 MHz sind in *Bild 18* dargestellt. Bei erhöhten Forderungen können aus monolithischen Strukturen auch Filtersätze gebildet werden. Die Verkopplung der einzelnen Filter wird dabei durch Kondensatoren ermöglicht.

Oberflächenwellenfilter

Im Hinblick auf die ausführliche Darstellung von Oberflächenwellenfiltern für fernsehtechnische Anwendungen in [17] sollen hier nur einige Grundlagen skizziert werden. Oberflächenwellen- (OFW-)Filter nach dem Transversalprinzip sind eng mit den Abtastanalogfiltern der CTD-Technik (Charge Transfer Devices) verwandt [18]. Aber auch Oberflächenwellen-Resonatoren können für Filteranwendungen benutzt werden (OFW-Resonatorfilter [19]).

Bild 19 zeigt eine vereinfachte Darstellung eines OFW-Filters. Auf einem piezoelektrischen Substrat befinden sich zwei Wandler, die jeweils aus Elektroden mit ineinandergreifenden Fingern bestehen (Interdigitalstruktur). Vom Eingangswandler werden mechanische Wellen (akustische Oberflächenwellen) über ein Koppelfeld zum Ausgangswandler gesendet, der wieder ein elektrisches Signal erzeugt. Die Geometrie der Interdigitalstruktur ermöglicht definierte Frequenzcharakteristiken [20, 21]. Die Technik der Oberflächenwellen als Teilgebiet der mechanischen Frequenzselektion wird heute in einem weiten Frequenzgebiet verwendet. Die Einsatzbereiche erstrecken sich von der Fernsehtechnik bis zu Mikrowellensystemen.

Literatur

[1] *Zinke, O.; Brunswig, H.:* Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2. Springer-Verlag.

[2] *Tietze, U.; Schenk, Ch.:* Halbleiterschaltungstechnik, 4. Auflage. Springer-Verlag.

[3] *Meinke, H.; Gundlach, F. W.:* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag.

[4] *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3. Hanser-Verlag.

[5] *Zverev, A. I.:* Handbook of Filter Synthesis. J. Wiley u. Sons, New York.

[6] *Betzl, H.:* Ein Beitrag zur Berechnung von eingliedrigen Quarzbrückenbandpässen mittlerer Bandbreite nach der Betriebsparametertheorie. Frequenz 1965, Heft 6, S. 206...209.

[7] *Rint, C.:* Handbuch der Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band 2. Hüthig u. Pflaum Verlag.

[8] *Albsmeier, H.; Günther, A. E.; Volejnik, W.:* Some Special Design Considerations for a Mechanical Filter Channel Bank. IEEE Trans. Comm., vol. Com-22, Nr. 7, July 1974, S. 935...940.

[9] *Adler, R.:* Compact Electromechanical Filter. Electronics, vol. 20, Apr. 1947, S. 100...105.

[10] *Kohlbacher, G.; Kohlhammer, B.; Schüßler, H.:* Hybride Rundfunkfilter mit keramischen Resonatoren und Filtern. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 1970, Heft 2, S. 120...139.

[11] *Schüßler, H.:* Filter mit mechanischen Resonatoren. Bull. SEV 1969, Heft 6, S. 216...222.

[12] *Schüßler, H.:* Einkreisige keramische Filterelemente. AEÜ 1963, Heft 5, S. 223...229.

[13] *Schumacher, H.:* Piezoelektrische Festfrequenzfilter. FUNKSCHAU 1963, Heft 9, S. 235...238.

[14] *Schüßler, H.:* Filtereinsätze aus keramischen Schwingern. AEÜ 1963, Heft 11, S. 519...524.

[15] *Neubig, B.:* Monolithische Quarzfilter. FUNKSCHAU 1978, Heft 10, S. 438...441.

[16] *Kohlbacher, G.:* Monolithische Quarzfilter für den VHF-Bereich. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 1976, Heft 6, S. 248...253.

[17] *Veith, R.; Krieft, H.; Rehak, M.:* Bild-Zf-Teil mit Oberflächenwellenfilter. FUNKSCHAU 1979, Heft 5, S. 226...236, und Heft 6, S. 311...312.

[18] *Rienecker, W.:* CTD-Technologien und -Anwendungen. ELEKTRONIK 1979, Heft 12, S. 39...47, und Heft 13, S. 74...81.

[19] *Börner, M.; Kohlbacher, G.:* Koppelfilter mit Oberflächenwellen-Resonatoren. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 1975, Heft 2/3, S. 79...81.

[20] *Mitchell, R. F.:* Akustische Oberflächenwellenfilter. Philips Techn. Rdsch. 1971/72, S. 191...202.

[21] Funktechnische Arbeitsblätter Be 75: Akustische Oberflächenwellen. FUNKSCHAU 1974, Heft 15, S. 1757...1760.

[22] *Matthews, H.:* Surface Wave Filters. J. Wiley u. Sons, Inc., New York.

[23] Special Issue on Miniaturized Filters. Proc. IEEE, 1979, Heft 1, S. 3...185.

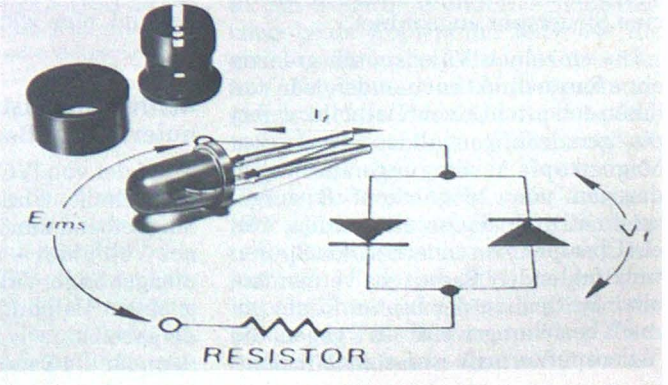
[24] *Peschl, H.:* Der Quarz – Aufbau, Wirkungsweise und Eigenschaften. FUNKSCHAU 1979, Heft 7, S. 369...372, und Heft 8, S. 451...454.

Stichworte zum Inhalt

Piezoelektrische Schwingkristalle, mechanische Filter, Metallresonatorfilter, keramische Filter mit zwei- und dreipoligen Schwingern, monolithische Quarzfilter, monolithische Keramikfilter, Oberflächenwellenfilter.

Leuchtdioden für Wechselstrombetrieb

Unter der Typenbezeichnung MV5094 liefert General Instrument/Monsanto rote Leuchtdioden zur direkten Ansteuerung mit Wechselstrom. Mit einem entsprechend dimensionierten Vorwiderstand kann diese LED an einer Wechselspannung bis zu 220 V betrieben werden. Die typische Lichtstärke bei einem Vorwärtsstrom von 20 mA beträgt 0,8 mcd, der maximale Dauerdurchlaßstrom bei 25 °C 70 mA. Zum einfacheren Einbau wird die Leuchtdiode mit einem Montage-Clip geliefert.



Mit einem entsprechend dimensionierten Vorwiderstand läßt sich die rotstrahlende Leuchtdiode MV 5094 von General Instrument/Monsanto an einer Wechselspannung bis max. 220 V betreiben

Störsignalfreie Video-Zeitlupenwiedergabe

Die Zeitlupenwiedergabe von Aufnahmen auf Heim-Videorecordern in Schrägspurtechnik machte bisher erhebliche Schwierigkeiten. Nachdem die Victor Company of Japan bereits 1977 ihr VTR-Gerät HR-3600 mit der Möglichkeit einer Wiedergabe mit doppelter Geschwindigkeit ausgerüstet hatte, stellt sie jetzt eine neue Technik vor, welche Zeitlupenwiedergabe mit jedem natürlichen Bruchteil der Original-Abspielgeschwindigkeit gestattet.

Grundlagen des Verfahrens

Einem großen Teil der Schwierigkeiten, welche sich bei der Wiedergabe von Video-Magnetbandaufzeichnungen mit anderer als ihrer Originalgeschwindigkeit ergaben, lag die bisher allgemein akzeptierte Annahme zu Grunde, daß dabei das Magnetband in jedem Fall mit konstanter Geschwindigkeit transportiert werden müsse. In Abkehr von dieser Auffassung konnte JVC jetzt eine Technik entwickeln, die bei diskontinuierlichem Bandtransport die Zeitlupenwiedergabe solcher Aufzeichnungen mit jedem beliebigen natürlichen Bruchteil der Originalgeschwindigkeit gestattet – also beispielsweise mit $^1/_2$, $^1/_3$, $^1/_4$ usw.

Daß sich bei dieser neuen Technik keine unerwünschten, die Wiedergabequalität beeinträchtigenden Störsignale ergeben, liegt an der weitgehenden Ausnutzung aller von der Aufzeichnungstechnik dieses Herstellers gegebenen Möglichkeiten. Die Videogeräte von JVC arbeiten mit zwei auf einem rotierenden Kopfträger angebrachten Magnetköpfen in Schrägspurtechnik. Wie in *Bild 1* zu erkennen ist, werden die Videospuren in der Mitte des Magnetbandes aufgezeichnet; oberhalb davon ist die Tonspur, unterhalb davon eine Steuerspur angeordnet.

Die einzelnen Videospuren grenzen ohne Rasen direkt aneinander. Jede von ihnen entspricht einem Halbbild, wobei die geradzahligen Videospuren vom Magnetkopf A, die ungeradzahligen dagegen vom Magnetkopf B aufgezeichnet und abgespielt werden. Um ein Übersprechen zwischen den Spuren trotz fehlenden Rasens zu vermeiden, sind die Spalten der beiden Köpfe um + 6° beziehungsweise –6° gegen die Videospurnormale versetzt. Hinsichtlich ihrer Spaltjustierung unterscheiden sich also die Spuren von Kopf A und Kopf B um insgesamt 12°.

Bei der Abtastung einer Videospur mit dem ihr zugeordneten Magnetkopf werden deshalb die Signale der beiden Nachbar-Videospuren wegen ihrer „gewollten Fehljustierung" in bezug auf den gerade arbeitenden Kopf unterdrückt – selbst wenn die „Kopfspur", d.h. der durch die Spalthöhe bestimmte, beim Abtasten erfaßte Bandausschnitt, Teile der Nachbar-Videospuren mit erfaßt. Wegen der bei der Aufzeichnung verwendeten Frequenzmodulation ist die Unterdrückung der Nachbarspur-Signale einfach; da sie amplitudenmäßig schwächer als die Signale der gewünschten Spur sind, werden sie durch Begrenzung unwirksam gemacht.

Diese Begrenzung gleicht auch Amplitudenunterschiede des gewünschten Signals aus, wie sie beispielsweise entstehen, wenn der abtastende Magnetkopf die abzutastende Videospur nur unvollständig erfaßt. Beide Eigenschaften – der Ausgleich von Signalpegelschwankungen der gerade abgetasteten Spur sowie die Unterdrückung der Signale der ihr benachbarten Spuren – spielen bei der Zeitlupenwiedergabe-Technik eine wichtige Rolle.

Zeitlupenabtastung mit diskontinuierlichem Bandtransport

Bei der von JVC angewandten Zeitlupentechnik wird das abzuspielende Magnetband zunächst für die Dauer eines Vollbildes – also um zwei zusammengehörige Video-Schrägspuren mit je einem Halbbild – in normalem Wiedergabetempo weitertransportiert, um dann für die Dauer einer beliebigen Anzahl von Vollbildern angehalten zu werden. Danach wird wiederum ein Vollbild mit normaler Geschwindigkeit weitertransportiert, und dann das Band von neuem angehalten. Dieser Vorgang wiederholt sich ständig, solange die Zeitlupenwiedergabe gewünscht wird.

Stoppt man beispielsweise das Band jeweils für die Dauer eines Vollbildes, dann ergibt sich ein Zeitlupenfaktor von $^1/_2$; wird das Band dagegen für die Dauer von zwei Vollbildern angehalten, dann beträgt der Zeitlupenfaktor $^1/_3$ usw. Ein mit konstanter Geschwindigkeit – also ohne Anhalten – transportiertes Magnetband liefert dementsprechend eine Wiedergabe mit Originalgeschwindigkeit, ein dauernd gestopptes Band eine Standbildwiedergabe.

Die sich bei einem solchen diskontinuierlichen Bandtransport ergebenden Abtastverhältnisse sind in Bild 1 skizziert. Bild 1a zeigt bei gestopptem Band die Abtastung von Spur 3 durch Kopf B, Bild 1b die entsprechenden Verhältnisse bei der Abtastung von Spur 2 durch Kopf A. Dann wird gemäß Bild 1c und 1d das Band für zwei Halbbilder mit normaler Geschwindigkeit weitertransportiert, um danach wiederum zu stoppen. Die im Bild 1e dargestellte Abtastung von Spur 5 durch Kopf B entspricht wieder den Verhältnissen nach Bild 1a für Spur 3.

Wie man weiter im Bild 1 erkennt, ergibt sich die richtige Deckung von Kopfspur und Videospur nur während des Bandtransportes mit Normalgeschwindigkeit. Während des Bandstillstandes dagegen stimmen wegen der fehlenden Bandtransportkomponente die Kopf- und die Videospuren in ihrer Richtung nicht genau überein: Jeder Kopf erfaßt auch Teile der Nachbar-Videospuren, während er die eigentlich

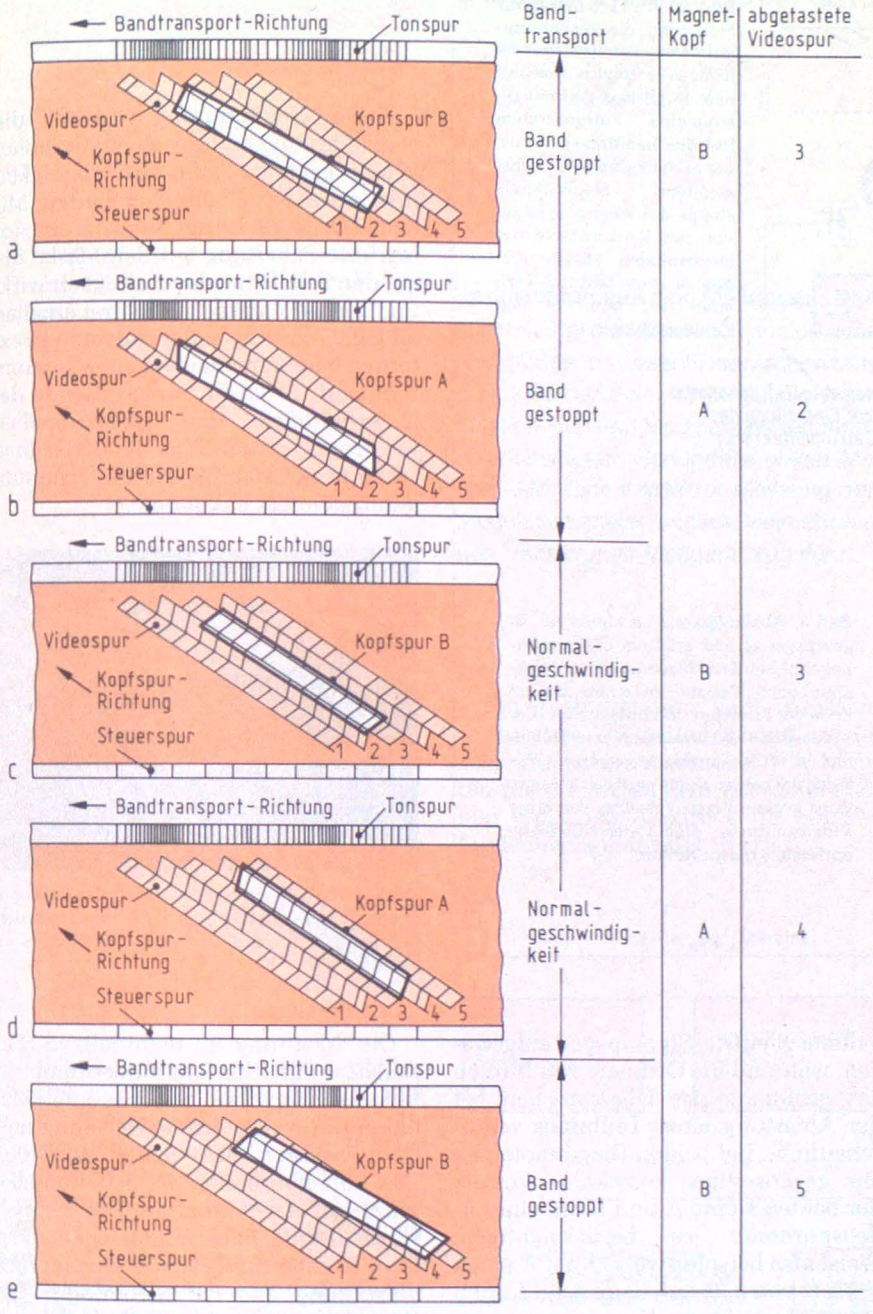


Bild 1. Abtastverhältnisse bei der Zeitlupen-Wiedergabe von Video-Magnetbandaufzeichnungen in Schrägspurtechnik nach dem neuen JVC-Verfahren mit diskontinuierlichem Bandtransport. a) Abstastung der Videospur 3 durch Kopf B bei angehaltenem Band, b) Abtastung der Videospur 2 durch Kopf A bei angehaltenem Band. Zwischen Bild b) und Bild c) setzt der Bandtransport mit normaler Geschwindigkeit ein. c) Abtastung der Spur 3 durch Kopf B während des Bandtransportes, d) Abtastung der Videospur 4 durch Kopf A während des Bandtransportes. Zwischen Bild d) und Bild e) wird das Band wieder gestoppt. e) Die Abtastung der Videospur 5 durch Kopf B erfolgt analog den Verhältnissen in Bild a)

abzutastende Videospur an manchen Stellen nur unvollständig erfaßt.

Wegen der bei JVC-Geräten verwendeten FM-Aufzeichnungstechnik mit winkelmäßig versetzter Orientierung der beiden Kopfspalten spielen diese Unvollkommenheiten der Abtastung für die Wiedergabe aus den oben angeführten Gründen praktisch keine Rolle. Ein vollständiger Kontaktverlust zwischen abzutastender Videospur und abtastendem Magnetkopf ist ebenso ausgeschlossen wie eine Wiedergabebeeinträchtigung durch Nachbar-Videospuren. Periodische Störsignale, welche bei der Wiedergabe störende „Balken" auf dem Bildschirm erzeugen können, treten somit nicht auf.

Bandtransport-Steuerung

Die im vorigen Abschnitt beschriebene Technik setzt exakte Steuerung von Band- und Kopfposition sowie von Bandstart und -stopp voraus. *Bild 2* zeigt die Blockschaltung der diese Steuerung übernehmenden Anordnung.

Der Kopfträger-Antrieb ist mit einem Pulsgenerator ausgerüstet, dessen Ausgangssignal einem monostabilen Multivibrator zugeführt wird. Je nach dem gewünschten Zeitlupenfaktor löst, von der eingestellten Zeitkonstante des monostabilen Multivibrators bestimmt, jeder n-te vom Pulsgenerator kommende Impuls den Bandtransport aus; er wird dann vom nächsten vom Band selbst gelieferten Steuerimpuls wieder gestoppt.

Zur eigentlichen Steuerung des Bandtransportes dient ein vom Ausgang des monostabilen Multivibrators auf- und von der Steuerspur wieder zugesteuerter Flipflop, welcher über einen Verstärker den Capstan-Motor mit Spannung versorgt. Den ganz genauen Abgleich zwischen Kopfträgerposition und Bandposition übernimmt ein zusätzlicher, hier der Übersichtlichkeit halber nicht eingezeichneter, monostabiler Multivibrator.

Optimale Kopfspurbreiten

Eine genaue Betrachtung von Bild 1 ergibt, daß sich die Kopfspuren A und B nicht allein hinsichtlich ihrer Spaltorientierung, sondern auch in ihrer Breite unterscheiden. Durch diese Maßnahme wird verhindert, daß einerseits der Kontakt zwischen Kopf und Videospur irgendwo völlig verlorengehen kann, und andererseits ein die Wiedergabequalität beeinträchtigendes Übersprechen auftritt.

Bei stillstehendem Magnetband – wie in den Bildern 1a und 1b – überstreichen beide Kopfspuren teilweise die gleichen Bandabschnitte. Würde man nun Kopfspur- und Videospurbreite gleichmachen, dann könnte beispielsweise Kopf B im linken Teil seiner Spur (Bild 1a) die gerade abzutastende Videospur 3 gar nicht mehr erfassen. Hier würde dann das Signal aussetzen, und man erhielte den störenden „Balken" im Wiedergabebild. Bei größerer Kopfspurbreite dagegen bestünde die Gefahr, daß im Bild 1a der Kopf B am rechten Ende seiner Spur außer der ge-

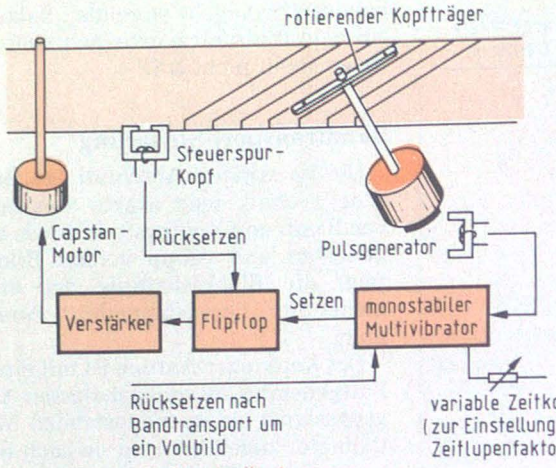


Bild 2. Blockschaltung zur Steuerung des diskontinuierlichen Bandtransportes. Jeder n-te Impuls des mit dem Kopfträger-Antrieb gekoppelten Pulsgenerators löst den Bandtransport aus, der nächste vom Band selbst gelieferte Steuerimpuls stoppt ihn wieder. n hängt von der Zeitkonstante des monostabilen Multivibrators ab, diese läßt sich variieren und bestimmt den Zeitlupenfaktor

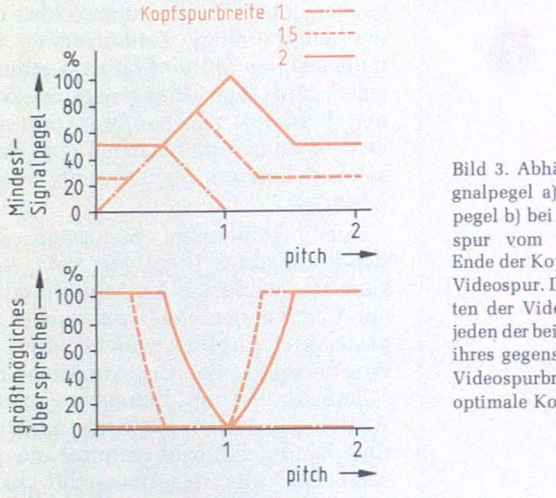


Bild 3. Abhängigkeit von kleinstem Signalpegel a) und größtem Übersprechpegel b) bei der Abtastung einer Videospur vom Versatz zwischen linkem Ende der Kopfspur und linkem Ende der Videospur. Der Versatz ist hier in Einheiten der Videospurbreite gemessen. Für jeden der beiden Köpfe ergibt sich wegen ihres gegenseitigen Versatzes von einer Videospurbreite eine unterschiedliche optimale Kopfspurbreite

wünschten Videospur 3 auch Teile der Videospur 5 mit erfaßt. Da Videospur 5 ebenfalls dem Kopf B zugeordnet ist, ergäbe sich dann ein Übersprechen zwischen den beiden zugeordneten Teilbildern.

Zwischen Signalpegel und Übersprechen muß deshalb durch Wahl einer geeigneten Kopfspurbreite ein optimaler Kompromiß gefunden werden. *Bild 3* veranschaulicht die dabei zu berücksichtigenden Verhältnisse. In beiden Diagrammen entspricht die Abszisse dem Versatz zwischen dem linken Ende der Kopfspur und dem linken Ende der von ihr abzutastenden Videospur, gemessen in Einheiten der Videospurbreite. Ein Versatz von 0 bedeutet also, daß die linken Enden beider Spuren zusammenfallen, ein Versatz von 1 dagegen, daß das linke Ende der Kopfspur mit dem linken Ende der benachbarten Videospur koinzidiert; bei einem Versatz von 2 herrschen dann wieder die gleichen Verhältnisse wie bei einem Versatz von 0.

Auf der Ordinate von Bild 3a ist der bei der Abtastung eines Teilbildes erhaltene kleinste Signalpegel aufgetragen, während die Ordinate von Bild 3b das größtmögliche Übersprechen bei der Abtastung eines Teilbildes veranschaulicht. Bei beiden Diagrammen ist ein gegenseitiger konstanter Versatz der beiden Köpfe A und B um eine Videospurbreite zu berücksichtigen: Weist also beispielsweise Kopf A einen Versatz von 0,25 auf, dann zeigt Kopf B automatisch einen Versatz von 1,25. Unter Berücksichtigung der hier dargestellten Verhältnisse läßt sich für jeden der beiden Köpfe eine optimale Kopfspurbreite ermitteln; dieser optimale Wert ist für beide Köpfe unterschiedlich. *H.P.S.*

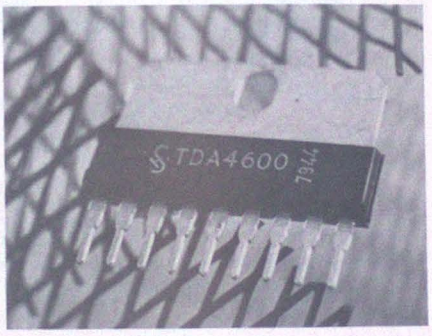
Literatur

Noiseless slow-motion playback with azimuth recording VTRSs. Druckschrift der Reihe New Technology der Victor Company of Japan.

Stichworte zum Inhalt
Video-Magnetbandwiedergabe
Schrägspuraufzeichnung; Zeitlupe

IC für Sperrwandler-Netzteile

Neben Netztrennung wird für die Netzteile von Farbfernsehgeräten hoher Wirkungsgrad, große Zuverlässigkeit und weiter Regelbereich gefordert. Mit dem TDA 4600 bringt Siemens eine integrierte Schaltung auf den Markt, die auf den Schalttransistor direkt einwirkt und diesen nahezu verlustfrei arbeiten läßt; gleichzeitig ist der Aufwand an externen Bauelementen auf ein Minimum reduziert. Auch für andere Geräte der Unterhaltungs- und professionellen Elektronik ist der TDA 4600 geeignet, wenn es auf stabilisierte Festspannungen besonders ankommt.



Das IC TDA 4600 von Siemens ist für den Einsatz in Sperrwandler-Netzteilen gedacht und reduziert den Bauteileaufwand für solche Schaltungen erheblich

Die Schaltung im neunpoligen SIL-Gehäuse mit Kühlfahne übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors. Das Anlaufverhalten der Schaltung beginnt mit der Aufladung des Koppelkondensators, dann folgt nacheinander die Freigabe der internen Spannungsversorgung und der Steuerlogik. Der Regelumfang im Normalbetrieb nach dem Anlauf liegt zwischen einer auf 2 V geklemmten Gleichspannung und einer sägezahnförmig ansteigenden Wechselspannung, die bis auf eine maximale Amplitude von 4 V steigen kann.

Bei sekundärer Lastminderung bis herab zu 20 W steigt die Schaltfrequenz von normal 20 kHz auf rund 50 kHz, während das Tastverhältnis fast konstant bei 3 bleibt. Bei weiterer Lastabnahme bis etwa 1 W erhöht sich das Tastverhältnis auf rund 11, die Schaltfrequenz steigt weiter in den Bereich von 70 kHz. Im Schutzfall schließlich veranlaßt die Steuerlogik, daß der Schalttransistor nicht mehr angesteuert wird.

Dipl.-Ing. Wolf D. Schleifer

Ein komfortables Modulationsmeter

Modulationsmeter sind Meßgeräte, die modulierte Sendesignale aufnehmen, demodulieren und die Modulation analog oder digital zur Anzeige bringen. Dadurch sind die Meßgrößen im wesentlichen schon vorgegeben: neben der Trägerleistung und Frequenz werden beim AM Modulationsgrad und Frequenz, und bei FM oder Phasenmodulation Hub und Modulationsfrequenz gemessen. Außerdem können bei guten Modulationsmetern Sonderfälle obiger Messungen durchgeführt werden, wie Rest-FM und -AM. Eine Klirrfaktor-Messung der Modulation ist jedoch meist nicht mit einem Modulationsmeter möglich, vielmehr wird hierzu das demodulierte Signal einem externen Verzerrungs-Meßgerät zugeführt.

Gegenüber einem Spektrum-Analysator hat das Modulationsmeter HP 8901 A von Hewlett Packard (*Bild 1*) den Vorteil, daß man die Meßgröße unmittelbar zahlenmäßig ablesen kann. Das ist insbesondere im Prüffeld oder der Qualitätskontrolle von Sendegeräten notwendig, wo bestimmte Sollwerte auf ihre Einhaltung überprüft werden müssen. So ist z.B. ein Modulationsmeter unumgängliches Hilfsmittel bei der Produktion von Funksprechgeräten.

Solche Sendertests werden heute bevorzugt automatisch über den IEC-Bus mit Rechnersteuerung durchgeführt. Einen solchen Meßplatz zeigt *Bild 2*. Ein Nf-Synthesizer moduliert das Funksprechgerät, dessen Hf-Ausgang über ein Leistungs-Dämpfungsglied dem Modulationsmeter zugeführt wird. Alle Meßgeräte sind über den IEC-Bus (HP IB) an einen Tischcomputer angeschlossen.

Ein Testprogramm läuft insgesamt 4 Minuten; $2^1/_2$ Minuten sind zur Beschriftung des Ausdrucks, $1^1/_2$ Minuten für die Messungen notwendig. Einen typischen Ausdruck für ein FM-Funksprechgerät zeigt *Bild 3*.

Die *Tabelle 1* soll zeigen, wie viel Zeit und Geld gespart werden kann, wenn ein solches modernes Modulationsmeter bei der Produktion von Meßsendern eingesetzt wird, wobei allerdings hier große Anforderungen an die Leistungsfähigkeit und Genauigkeit des Modulationsmeters gestellt werden.

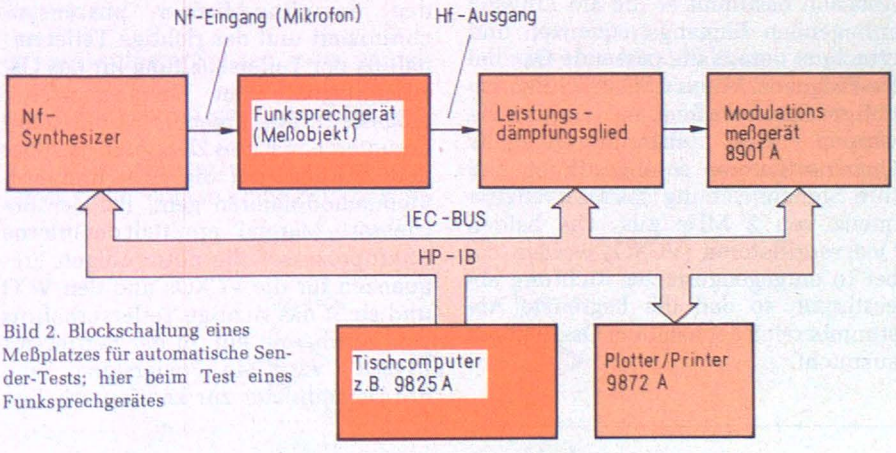


Bild 2. Blockschaltung eines Meßplatzes für automatische Sender-Tests; hier beim Test eines Funksprechgerätes

Bild 1. Der Modulationsmesser 8901A von Hewlett-Packard

Die Funktion des Modulationsmeters

Das vereinfachte Blockschaltbild des Modulationsmeters HP 8901A (*Bild 4*) zeigt einen Überlagerungsempfänger, der auf die besonderen Bedürfnisse der Modulationsmeßtechnik zugeschnitten ist. Nach einem Eingangsschutzschalter gegen zu hohe Eingangsleistung

und nachfolgender Diode zur Leistungsmessung wird das Eingangssignal über einen einschaltbaren 6,5-MHz-Hochpaß bei Eingangssignalen über 10 MHz, sonst direkt auf den Mischer gegeben und mit dem phasengerasteten Oszillatorsignal gemischt. Die Zf ist normalerweise 1,5 MHz oberhalb der Eingangsfrequenz für Frequenzen größer 10 MHz und 455 kHz für Frequenzen zwischen 2 MHz und 10 MHz. Die 455 kHz erhöhen die Selektion, begrenzen jedoch die FM-Meßfähigkeit. Für Signale unter 2 MHz geht das Eingangssignal direkt durch den Mischer ohne Frequenz-Umsetzung.

Die Frequenzaufbereitung

Der Oszillator hat 3 Hauptbetriebsarten: Auto, Manual und Tracking. In Stellung „Auto" bestimmt der Analysator selbsttätig die Oszillatorfrequenz, die notwendig ist, um das Eingangssignal in eine Zf umzusetzen. Dazu wird der spannungsabgestimmte 320... 650-MHz-Oszillator (VCO) über das Band gewobbelt und das Teilerverhältnis eines dem Oszillator nachgeschalteten Teilers schrittweise erhöht. Auf diese Weise tastet der Analysator den gesamten Frequenzbereich von 150 kHz bis 1300 MHz ab.

Durch Messen des Zf-Signales beim Abtasten bestimmt er die am Eingang anliegenden Eingangsfrequenzen und errechnet daraus die passende Oszillator-Frequenz. Wenn die tatsächlich benötigte Oszillatorfrequenz ermittelt ist, werden zwei spannungsgeregelte Quarzoszillatoren so abgestimmt, daß ihre Signalmischung die Differenzfrequenz von 2 MHz gibt. Die beiden Quarzoszillatoren (VCXO) werden dabei in entgegengesetzter Richtung abgestimmt, so daß der begrenzte Abstimmbereich hochstabiler Oszillatoren ausreicht.

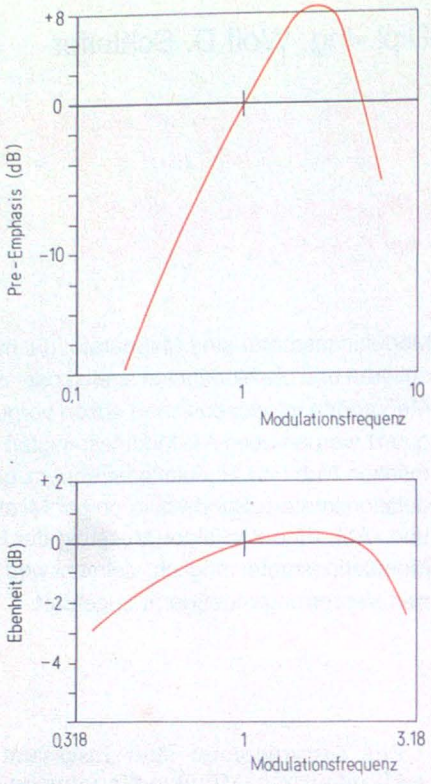


Bild 3. Testdokumentation eines Funksprechgerätes

Sind die VCXOs einmal abgestimmt, wird der 320...650-MHz-Oszillator zum 2-MHz-Differenzsignal der VCXOs über den Sampling-Mischer phasensynchronisiert und das richtige Teilerverhältnis der Teilerschaltung für das Oszillatorsignal zum Eingangsmischer eingestellt. Das Ergebnis ist ein stabil heruntergemischtes Zf-Signal, das über den Zf-Kanal auf die AM- und FM-Meßdemodulatoren geht. Bei der Betriebsart „Manual" ermittelt der interne Mikroprozessor die notwendigen Frequenzen für die VCXOs und den VCO und stellt das richtige Teilerverhältnis von vornherein ein. In der Betriebsart „Track" wird ein Fehlersignal vom FM-Demodulator zur kontinuierlichen Nachsteuerung des Hauptsozillators abgeleitet, so daß das Gerät dem Eingangssignal automatisch folgen kann.

Die AM- und FM-Demodulation

Am Ausgang des Zf-Kanals wird zunächst der Zf-Pegel gemessen, um sicherzustellen, daß genügend Signal für die Messung da ist. Dieses Signal wird ferner für selektive Hf-Pegelmessungen herangezogen und beim automatischen Abstimmen benötigt.

Der AM-Detektor trennt die Zf-Signale in Gleichspannungs- und Wechselspannungswerte, wobei die Gleichspannungswerte zur automatischen Regelung (ALC) der Nf benutzt werden, während die Wechselspannungswerte die zu messende AM darstellen.

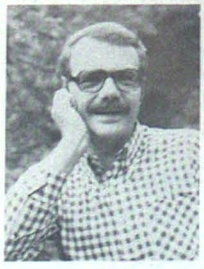
Der FM-Diskriminator wird über einen Begrenzer angesteuert, von dessen Ausgang außerdem noch ein Signal zur internen Frequenzmessung abgezweigt wird. Bei dieser internen Frequenzmessung zählt der Zähler zunächst die Oszillator-Frequenz, dann die Zf und zeigt die Differenz der beiden als die richtige Eingangsfrequenz an. Bei Phasenmodulation wird das demodulierte Signal des FM-Diskriminators über einen Integrator geschickt, der sich im Deemphasis-Abschnitt des Blockschaltbildes (*Bild 4*) befindet.

Die Nf-Filter

Das zurückgewonnene Modulationssignal umfaßt einen Frequenzbereich von 20 Hz bis 200 kHz. Die Meßbandbreite kann dabei mit Filtern oben und unten begrenzt werden. Diese Filter sind mit Drucktasten einzeln von der Frontplatte aus einschaltbar.

Die Deemphasis

Im Deemphasis-Block sind vier Standard-Netzwerke mit bestimmten Zeitkonstanten von der Frontplatte aus



Dipl.-Ing. Wolf Dieter Schleifer studierte an der Technischen Hochschule München und war anschließend zwei Jahre als Entwicklungsingenieur bei einer deutschen Meßgeräte-Firma beschäftigt. 1967 kam er zu Hewlett-Packard in Böblingen. Hier war er zunächst drei Jahre im Außendienst tätig und wurde dann mit dem Produkt-Marketing für Hf- und Mikrowellengeräte beauftragt. Nach vier Jahren wechselte er in den Vertrieb nach München über und ist seitdem Verkaufsleiter für HP-Meßgeräte in Bayern.

Tabelle 1: Die Gegenüberstellung der Meßzeiten zeigt, daß mit dem HP 8901A bei der Prüfung eines Signalgenerators eine Zeitersparnis von ungefähr Faktor 10 gegenüber Universal-Meßgeräten möglich ist

Messung	mit 8901-Modulationsmeter	mit normalen Universal-Meßgeräten
AM-Genauigkeit	3 min	30 min
Rest-AM	2 min	15 min
Stör-FM	2 min	90 min
FM-Genauigkeit	3 min	30 min
Rest-FM	2 min	15 min
Stör-AM	2 min	15 min

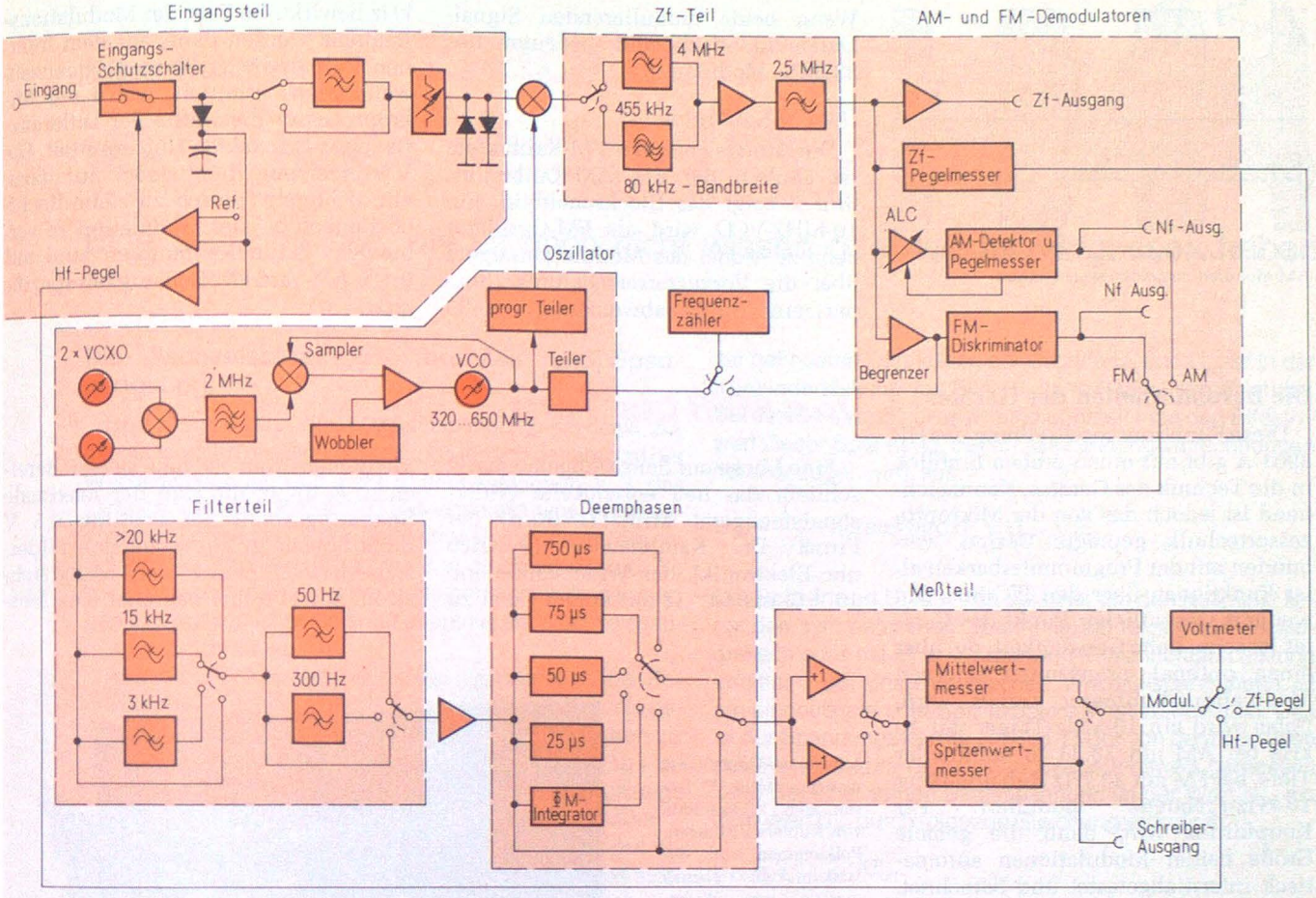


Bild 4. Blockschaltung des Modulationsmessers 8901A

schaltbar. Außerdem kann hier für AM-Messungen durchgeschleift oder die bei ΦM notwendige Integration eingeschaltet werden.

Die Detektoren

Nach der Deemphasis geht das zu messende Modulationssignal auf einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Verstärker und wird wahlweise in einem Spitzen- oder Mittelwertgleichrichter gleichgerichtet, dessen Werte dann digital angezeigt werden.

Der Spitzendetektor hat in Stellung „Peak Hold" eine so große Zeitkonstante, daß die Maximalwerte angezeigt werden und nur eine Erhöhung dieser Spitzenwerte eine Änderung der Anzeige bewirkt. Dabei werden Rauschspitzen durch eine besondere Schaltung unterdrückt.

Technische Daten des Modulationsmeter HP 8901 A:

Frequenzbereich:	150 kHz...1300 MHz
Eingangssignale:	12 mV...7 V (≙ 1 W) an 50 Ohm
Rest-FM:	kleiner als 8 Hz bei 1300 MHz kleiner als 1 Hz bei 100 MHz und darunter
FM:	20Hz...200kHz oberhalb 10MHz 20Hz...10kHz unterhalb 10MHz
ΦM:	200 Hz...20 kHz, nur oberhalb 10 MHz
AM:	20Hz...100kHz oberhalb 10MHz 20Hz...10kHz unterhalb 10MHz
Frequenzzähler:	150 kHz...1500 MHz 10Hz Auflösung unter 1000MHz
Leistungsmessung:	1 mW...1 W; geschützt gegen Eingangsleistungen bis 25 W.

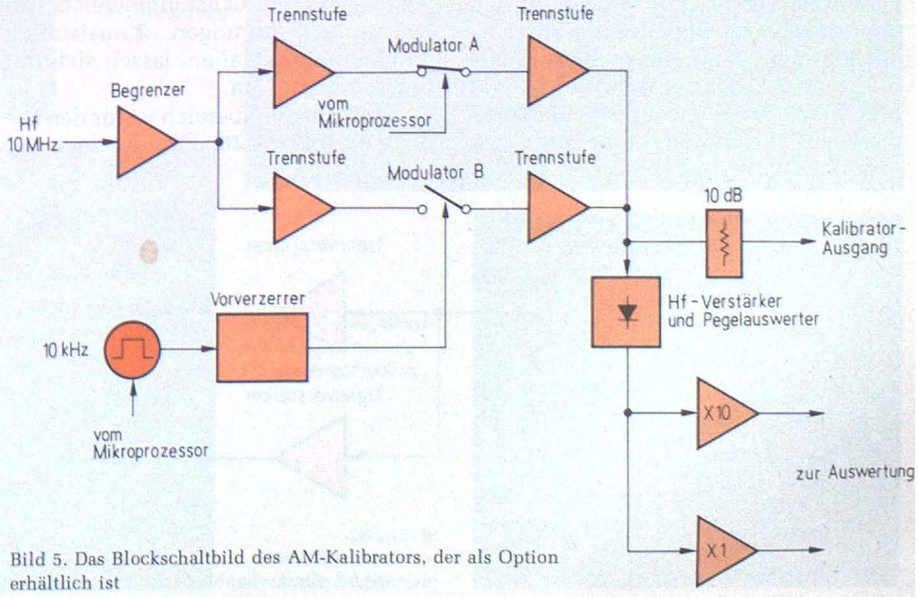


Bild 5. Das Blockschaltbild des AM-Kalibrators, der als Option erhältlich ist

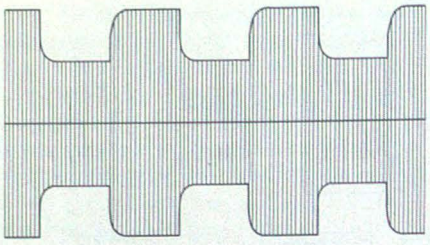


Bild 6. Dieses Signal wird zur Kalibrierung des AM-Modulationsgradmessers benutzt

Wenn beide modulierenden Signalkanäle identisch sind, bedeutet dies 33,33 % Modulation.

Der FM-Kalibrator

Die Arbeitsweise des FM-Kalibrators ist ähnlich der des AM-Kalibrators. *Bild 7* zeigt das Blockschaltbild. Ein 10-MHz-VCO wird als FM-Oszillator benutzt, wobei das Modulationssignal über die Vorverzerrerschaltung (Shaper) eine Spitzenabweichung von 33 kHz bewirkt. Im Takt der Modulationsfrequenz werden dann mit dem internen Zähler die genauen Frequenzabweichungen ermittelt, wobei der Mikroprozessor die Hälfte der Differenzfrequenz als exakten Hub ermittelt. Die Vorverzerrung dient dabei nur dazu, ein „Klingeln" durch zu steile Rechteckflanken bei der Modulation zu vermeiden. Beide Kalibratoren sind auf 0,1 % AM- und FM-Genauigkeit spezifiziert.

Die Besonderheiten des Gerätes

Diese Funktionsbeschreibung des HP 8901 A gibt nur einen groben Einblick in die Technik des Gerätes. Kennzeichnend ist jedoch das von der Mikroprozessortechnik geprägte Design, verbunden mit der Programmierbarkeit aller Funktionen über den IEC-Bus. Ein weiterer wesentlicher Punkt des Gerätes ist seine hohe Genauigkeit, die über einen optimal eingebauten internen Modulations-Kalibrator erzielt wird. Dabei wird ein 10-MHz-Träger mit 10 kHz bei AM mit 33,33 % nomineller Tiefe, bei FM mit 33 kHz Hub und einer 10-kHz-Frequenz moduliert. Per Knopfdruck wird dann die genaue Größe beider Modulationen automatisch intern abgetastet und berechnet. Die praktische Realisierung soll im folgenden kurz erläutert werden.

Der AM-Kalibrator

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild. Ein amplitudenbegrenztes 10-MHz-Hf-Signal wird auf zwei identische Amplituden-Modulatoren A und B gegeben. Modulator B wird dabei durch eine leicht verschliffene symmetrische Rechteck-Spannung moduliert. Nach getrennter Verstärkung werden die beiden modulierten Signale aufaddiert. Es entsteht eine Summenspannung, die *Bild 6* zeigt. Hier variiert der Hf-Pegel periodisch zwischen einem bestimmten Pegel und dessen doppeltem Wert.

Von Milli bis Tera

Eine Lücke auf dem Meßgerätemarkt schließt das neu entwickelte Widerstandsmeßgerät Milli-TO (*Bild*) der Firma Dr. Kamphausen (Vertrieb nbn-Elektronik), das Widerstände von 10^{-3} Ω bis 10^{12} Ω mit einem Gerät zu messen gestattet. Alle in der Technik häufig vertretenen Widerstände, ob im Niederohmbereich, etwa von Kupferwicklungen, Polklemmen, Relaiskontakten, oder im Höchstohmbereich, wie von Kabelisolierungen, Kunststoffen und Isoliermaterialien, lassen sich mit dem Gerät messen.

Mit dem Widerstandsmeßgerät Milli-TO lassen sich Widerstände von Kupferwicklungen, Polklemmen und Relaiskontakten ebenso messen wie Widerstände von Dielektrika und Isolierstoffen

Der Niederohmbereich ist für den Bereich 0,1 mΩ bis 200 kΩ ausgelegt. Der Meßgleichstrom ist den sieben Bereichen so angepaßt, daß der maximale Spannungsabfall am Prüfling 0,5 V nicht übersteigt. Im niedersten Widerstandsbereich wird der Meßgleichstrom auf 500 mA begrenzt. Die Messungen können in Zweipol- oder Vierpoltechnik durchgeführt werden.

Der Hochohmbereich ist für Widerstandswerte von 50 kΩ bis 2 · 10^{14} Ω vorgesehen. Die drei Meßspannungen 10 V, 100 V und 500 V weisen eine hohe Stabilität und geringe Restwelligkeit auf, damit auch der Isolationswiderstand von Kondensatoren gemessen werden kann.

Die einfache Bedienbarkeit des handlichen Gerätes ist hervorzuheben. Unter Verwendung eines fest programmierten Halbleiterspeichers werden das Komma und der Exponent so gesteuert, daß die Meßwerte nur in der technischen üblichen Darstellung mit den Exponenten 10^{-3}, 10^{0}, 10^{3}, 10^{6}, 10^{9} und 10^{12} angezeigt werden. Als Option, etwa für die Wareneingangskontrolle oder die Revision, ist ein digital einstellbarer Grenzwertmelder und BCD-Datenausgang erhältlich.

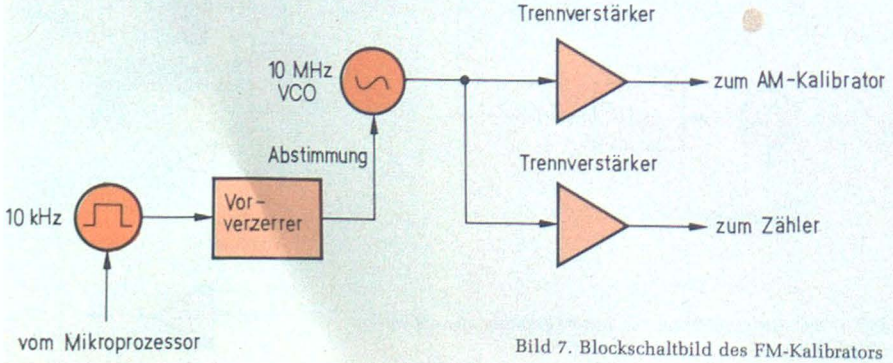
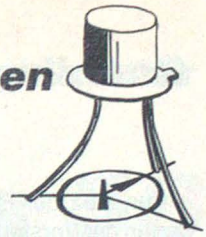


Bild 7. Blockschaltbild des FM-Kalibrators



Dieter Nührmann

Bauelemente in Theorie und Praxis (3)

Eine Serie für alle, die es noch nicht wissen oder wieder vergessen haben

Die Wechselspannung – ihre Zeit- und Spannungsbegriffe

Sprechen wir von der Wechselspannung, so denkt zunächst jeder an die Sinusspannung. Jedoch gehören zu der Wechselspannung weit mehr Spannungsformen, z. B. das „krause Gebilde" in *Bild 15,* das ebenfalls eine Wechselspannung sein kann, wenn bestimmte Forderungen, die am Schluß des Kapitels geklärt werden, auch erfüllt sind. So können dann zwei hintereinanderfolgende Impulsspannungen unterschiedlicher Polarität ebenfalls als Wechselspannung bezeichnet werden.

Aber bleiben wir zunächst bei der klassischen Sinus-Betrachtung. Dafür sind in *Bild 16* die wichtigsten Begriffe gezeigt. Unter der Frequenz einer Schwingung verstehen wir den reziproken Wert der Zeit einer vollen Schwingung – einer Periode. Eine volle Schwingung ist dann angezeigt, wenn ein bestimmter – periodisch wiederkehrender – Spannungsverlauf nach einer bestimmten Zeit erneut erreicht wird. Ist dieser Wert T = 1 ms, so entspricht das einer Frequenz von

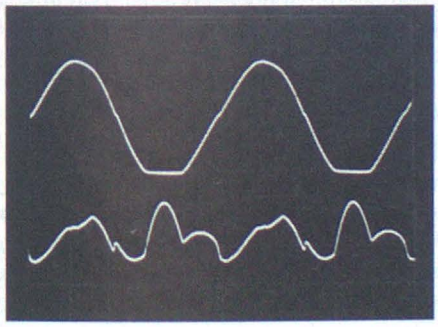
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3}\ s} = 1000\ Hz = 1\ kHz.$$

zur genaueren Darstellung der Begriffe U_s und U_{eff} ist in der Kurvendarstellung von Bild 16 die Null-Linie eingeblendet. Bei einer reinen Sinusspannung ermittelt man den Effektivwert dieser Spannung, der für alle Leistungsberechnungen herangezogen wird, aus:

$$U_{eff} = \frac{U_s}{\sqrt{2}}\ ;\ \text{daraus wird}\ U_s = U_{eff} \cdot \sqrt{2}.$$

Der Spitzenwert U_s läßt sich bei einer um den Nullpunkt liegenden symmetrischen Spannung am leichtesten oszillografisch oder mit einer Spitzenwert-Gleichrichterschaltung ermitteln. Bei unsymmetrischen Wechselspannungen ist am eindeutigsten der Spitze-Spitze-Wert zu ermitteln. Das ist der Spannungswert U_{ss} in Bild 16 der von dem höchsten positiven bis zum negativsten Spannungswert gemessen wird. Bei einer reinen Sinusspannung ist der Wert U_{ss} mit dem Wert U_{eff} durch folgende Gleichung verknüpft:

$$U_{ss} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{eff}.$$



◄ Bild 15. Auch das sind Wechselspannungen

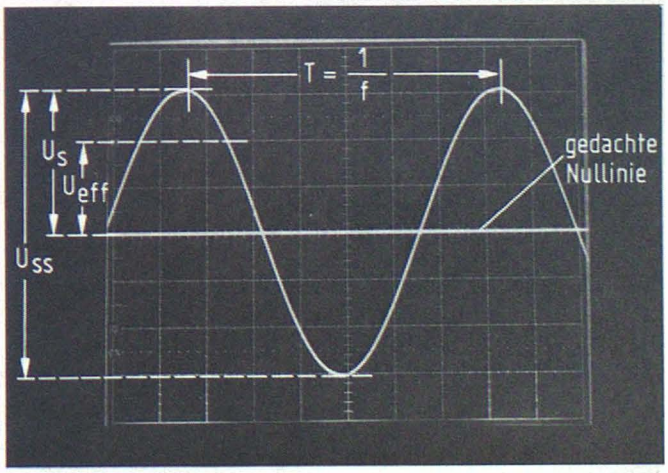
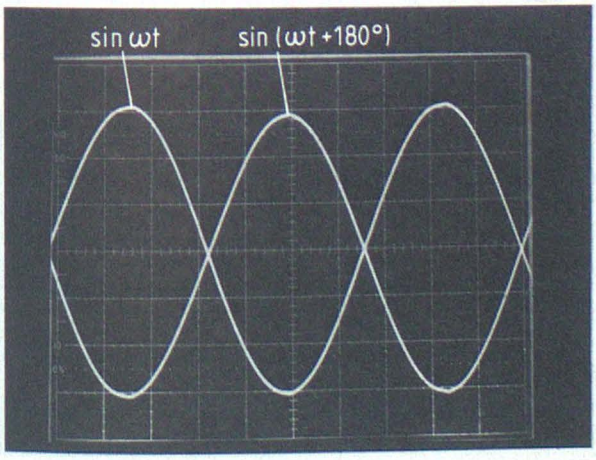


Bild 16. ► Begriffe der Sinusspannung



◄ Bild 17. Zwei Sinusspannungen bei 180° Phasenverschiebung

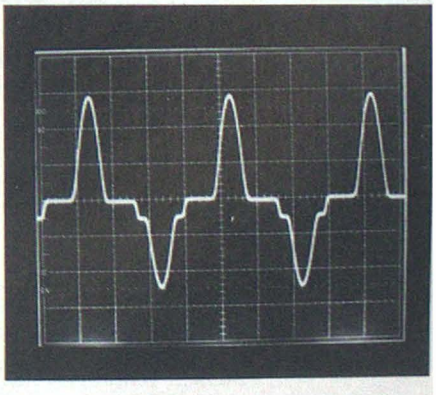


Bild 18. ► Eine unsymmetrische Wechselspannung

Nun kurz der Begriff der Phasenverschiebung. Besonders in der Verstärkertechnik wird von der 180°-Phasenverschiebung des Eingangssignales zum Ausgangssignal gesprochen. Diese Darstellung ist in dem Zweistrahl-Oszillogramm (*Bild 17*) näher erläutert. Ist dort beispielsweise das Signal sin $\omega \cdot t$ als Eingangsspannungssignal definiert, so ist bei exakter 180°-Phasenverschiebung das Signal sin ($\omega \cdot t + 180°$) das Ausgangsspannungssignal.

Das Oszillogramm in *Bild 18* zeigt eine unsymmetrische Spannung. Bei einem Spannungs-Maßstab von 1 Volt pro Teil ist von der Nullinie ausgehend der positive Spitzenwert $+ U_s = 2{,}9$ V und der negative Spitzenwert $- U_s = 2{,}5$ V. Für Ansteuerzwecke wird es so definiert, wobei der Spitzenwert $U_{ss} = 5{,}4$ V groß ist.

Ein weiterer Sonderfall einer Spannungsform ist die Überlagerung von zwei Signalen. Das zeigt das Oszillogramm in *Bild 19* in Verbindung mit der Schaltung von *Bild 20*. Wir einigen uns dabei auf einen Zeitmaßstab von 1 ms pro Teil. Dabei soll dann im Oszillogramm das untere Signal dem Generatorsignal U_1 aus Bild 20 entsprechen. Wollen wir dafür die Frequenz feststellen, dann entfallen im Oszillogramm fünf volle Schwingungen auf 2 ms. Das entspricht einer Frequenz von

$$f = \frac{5}{2\ \text{ms}} = 2{,}5\ \text{kHz}.$$

Das obere, wellenförmig verlaufende Oszillogramm entspricht dem Signal $U_1 \hat{+} U_2$ aus Bild 20. Man nennt das eine Überlagerung, in der zwei Frequenzwerte enthalten sind. Einmal nämlich die hohe Frequenz der Spannung U_1 von f = 2,5 kHz und zum anderen die niedrige Frequenz von U_2. Hier zählen wir für die Wiederkehr eines Spannungspunktes in horizontaler Richtung 4 ms, was dann einer Frequenz von 250 Hz entspricht.

Noch einmal zur Definition der Überlagerung: Eine Überlagerung entsteht aus der Addition zweier Wechselspannungen an einem linearen Glied (z. B. einem ohmschen Widerstand). Stellen wir dazu im Gegensatz den Begriff der Modulation, dann verstehen wir darunter wieder zwei Wechselspannungen, die jedoch an einem nichtlinearen Glied (Dioden-Kennlinie) „addiert" werden. Das Aussehen eines modulierten Signales zeigt das Oszillogramm in *Bild 21*.

In der täglichen Praxis werden oft die Begriffe Wechselspannung, Impulsspannung, Pulsspannung, Puls und Impuls im Fachjargon unterschiedlich und nicht immer ganz korrekt gehandhabt. Wir wollen einmal diese Begriffe etwas entwirren.

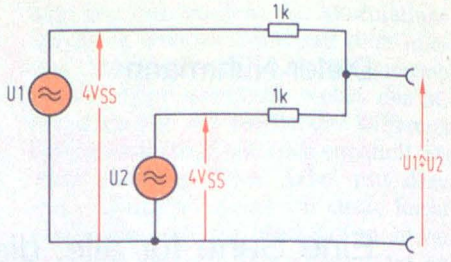


Bild 20. Prinzipschaltbild zur Erzeugung einer Überlagerung

Wechselspannung

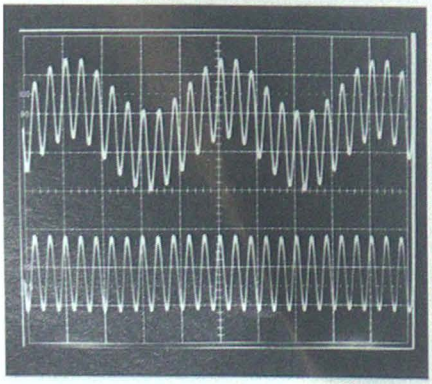
Eine Wechselspannung ist eine sich zeitlich ändernde Spannung, die von der Nullinie sowohl in positive als auch in negative Potentialgebiete wechselt. Das Hauptmerkmal ist dabei der gleichgroße Flächeninhalt zur Nullinie der positiven als auch der negativen Anteile. So können außer der Sinusspannungsform auch z. B. noch eine symmetrische oder auch asymmetrische Rechteck-, Dreieck-, Sägezahnspannung und sehr viele unterschiedliche weitere Spannungsformen eine Wechselspannung sein. Wichtig ist hier nur, daß der positive und negative Flächeninhalt gleich groß sein muß, gleichgültig, ob es sich um symmetrische oder asymmetrische Spannungen handelt. Dafür ein Beispiel: Eine Schwingung (volle Periode) einer Rechteckspannung hat eine Zeitdauer von vier Sekunden bei einem asymmetrischen Spannungsverlauf. Zu Beginn beträgt die Spannung eine Sekunde + 3 V, danach drei Sekunden – 1 V. Es ist eine Wechselspannung, denn der positive und negative Flächeninhalt sind gleich groß.

Impuls – Impulsspannung

Ein Impuls ist eine kurze einmalige Spannungsänderung, die schnell in die Ausgangslage zurückgeht. Sie kann sowohl positiv als auch negativ gerichtet sein. Die Spannung, gemessen in V_{ss}, wird als Impulsspannung bezeichnet. Der in dem Impuls enthaltene Oberwellengehalt (siehe später einmal Bild 25) bestimmt die Dauer der Anstiegs- und Abstiegszeit. Beide Zeiten müssen nicht gleich sein.

Puls oder Pulsspannung

Kehrt ein Impuls periodisch wieder, so bezeichnen wir diese Spannungsform als Puls und deren Betrag als Pulsspannung. Hier werden – wegen des seltenen Ausdruckes „Puls" – von den Praktikern oft „Anleihen" auf den Impuls und die Impulsspannung gemacht. Somit wird vereinfacht in der Elektronik oftmals nur der Begriff Impulsspannung benutzt.



◄ Bild 19. Eine überlagerte Wechselspannung

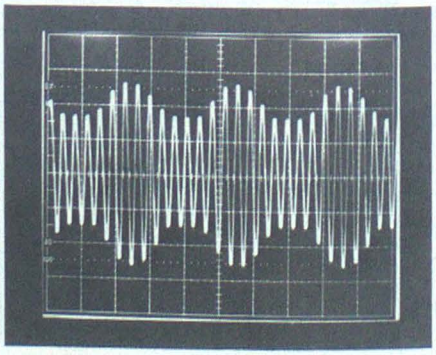


Bild 21. ►
Amplitudenmodulierte Wechselspannung

Blatt 1 und 2 erschienen in Heft 3/1980

Vs 56

Der Operationsverstärker – Anwendungen

1.8 Meßschaltungen

Dafür seien zwei Beispiele gebracht:

a) Präzisionsgleichrichter (empfindliches, lineares Meßinstrument, *Bild 21a*). Sein besonderer Vorteil ist, daß der Strom durch das Meßwerk von der Nichtlinearität der Gleichrichter unabhängig ist, daß also bis herab zu wenigen mV die Anzeige streng linear erfolgt. Bild 21a zeigt zwei Ausführungen; im einen Fall muß die Eingangsspannung den Strom i_1 liefern, diese Schaltung ist also für kleine Ströme i_1 interessant. Im anderen Fall wird die Spannungsquelle nicht belastet. In beiden Fällen gilt:

$$U_1 = i_1 \cdot R_1 \text{ bzw. } i_M = \frac{U_1}{R_1}$$

b) Empfindlicher Nullindikator (*Bild 21b*). Die Schaltung arbeitet mit voller Leerlaufverstärkung nur dann, wenn die Spannung an der Brücke kleiner als die Dioden-Schleusenspannung ist. Im Bereich des Nulldurchgangs ist also die Kurve $U_o = f(U_1 + (-U_2))$ sehr steil. Bei größeren Differenzen zwischen $|U_1|$ und $|U_2|$ wird durch die Gegenkopplung über die Dioden die Ausgangsspannung begrenzt und Übersteuerung vermieden.

Dieser Abschnitt 1.8 bildet den Übergang von den linearen zu den nichtlinearen Schaltungen. In beiden Beispielen werden nichtlineare Bauelemente verwendet, was bedeutet, daß die Schaltungen dem Abschnitt 2 zugeordnet werden müßten. Andererseits nutzt man beim Nullindikator nur die Charakteristik um den Nullpunkt herum, also den linearen Teil, aus. Die Dioden sollen lediglich die nicht benötigten Kennlinienäste abknappen. Ähnliches gilt für den Präzisionsgleichrichter. Die störenden, nichtlinearen Kennlinienstücke werden durch die Gegenkopplung linearisiert [1, 2, 3, 5, 8].

2 Nichtlineare Schaltungen

Nichtlineare Schaltungen haben im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers Schaltglieder, deren Charakteristik nichtlinear ist, z. B. Dioden, Z-Dioden, Transistoren. Dabei wird in manchen Fällen das nichtlineare Großsignalverhalten (Begrenzung, Sättigung), in anderen die durch die Sperrschicht selbst bedingte Strom-Spannungs-Abhängigkeit ausgenützt.

Eine wichtige Rolle spielen demnach die mit Dioden arbeitenden Begrenzungs-Netzwerke. In *Bild 22* werden dafür einige Beispiele gebracht. Sie spiegeln allerdings idealisierte Verhältnisse wider.

2.1 Spannungskomparator

Aufgabe des Spannungskomparators ist es anzuzeigen, ob das Eingangssignal größer oder kleiner als eine vorgegebene Referenzspannung U_{ref} ist. Im Prinzip kann ein Komparator, wie es *Bild 23a* zeigt, aufgebaut werden. Der Operationsverstärker ist nicht gegengekoppelt. Sobald also die Differenzspannung $U_D = (U_1 - U_{ref})$ einen bestimmten, sehr kleinen Wert übersteigt (z. B. 1 mV), erreicht die Ausgangsspannung U_o ihren maximalen negativen (bei $U_D > 0$) oder maximalen positiven (bei $U_D < 0$) Wert.

Bei diesen Komparator-Schaltungen sind drei Punkte wichtig:

a) die Ausgangsübersteuerung,
b) die Eingangsübersteuerung,
c) die Schaltzeiten.

In der Schaltung in Bild 23a tritt Ausgangsübersteuerung auf. Bei der großen Leerlaufverstärkung wird nämlich der Operationsverstärker schon durch kleine Spannungen U_D so weit ausgesteuert, daß einzelne Stufen in der Sättigung arbeiten. Dadurch werden aber die Umschaltzeiten groß[2]). Diesen Nachteil kann man z. B. durch die in Bild *23b, c* und *d* gezeigte Gegenkopplung beseitigen.

Für Bild 23b gilt: Ist $U_D > 0$, so ist U_o negativ; U_o wird durch die Vorwärtsspannung der Z-Diode ($\approx$ 0,6 V) auf –0,6 V begrenzt. Ist $U_D < 0$, so wird U_o positiv und durch die Z-Spannung (Referenzspannung, z. B. 6 V) auf +6 V begrenzt.

Für Bild 23c (zwei Z-Dioden, entgegengesetzt gepolt, in Reihe liegend) ergibt sich:

$$U_o = -U_Z \text{ für } U_1 > |-U_{ref}|$$
$$U_o = +U_Z \text{ für } U_1 < |-U_{ref}|$$

In Bild 23d schließlich werden zwei antiparallel geschaltete Dioden durch Gleichspannungen vorgespannt. Die Aussteuerungsgrenzen lassen sich in gewissem Umfang variieren. Die Diode D 2 wird dann leitend, wenn U_o so stark positiv ist, daß das Potential von Punkt B etwa + 0,6 V beträgt, und umgekehrt wird D 1 leitend, wenn U_o einen entsprechend negativen Wert annimmt.

[2]) s. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 122 „Das Schaltverhalten von Transistoren." ELEKTRONIK 1978, Heft 8, S. 87.

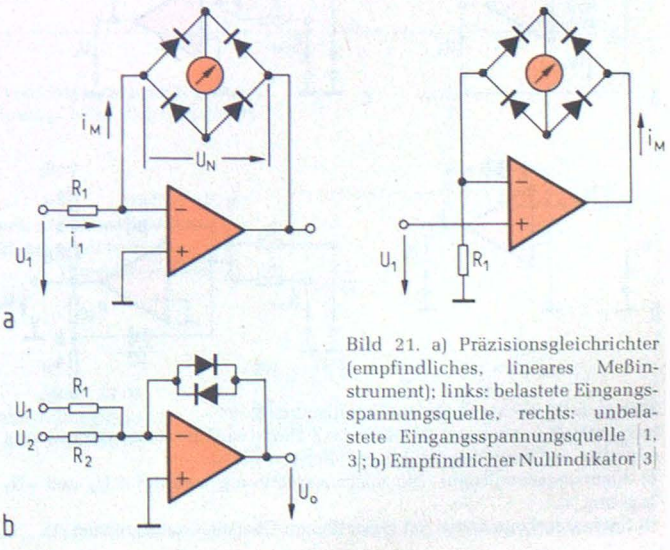


Bild 21. a) Präzisionsgleichrichter (empfindliches, lineares Meßinstrument); links: belastete Eingangsspannungsquelle, rechts: unbelastete Eingangsspannungsquelle [1, 3]; b) Empfindlicher Nullindikator [3]

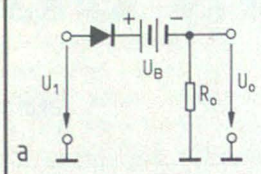
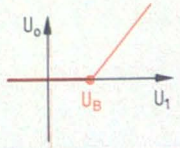
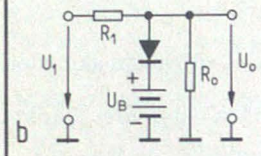
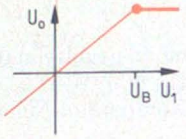
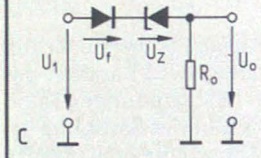
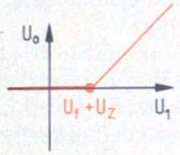
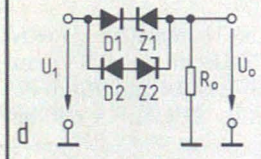
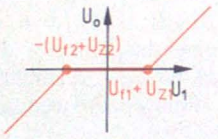
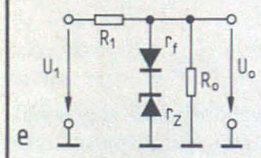
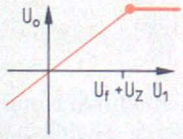
Schaltung	Kurvenverlauf	Übertragungsfunktion in den Teilbereichen
a 		für $U_1 < U_B$: $U_o = 0$ für $U_1 > U_B$: $U_o = U_1 - U_B$
b 		für $U_1 < U_B$: $U_o = \frac{R_o}{R_1 + R_o} \cdot U_1$ für $U_1 > U_B$: $U_o = U_B$
c 		für $U_1 < U_f + U_Z$: $U_o = 0$ für $U_1 > U_f + U_Z$: $U_o = U_1 - U_f - U_Z$ U_f = Flußspannung, U_Z = Sperrspannung, $R_o > R_D + R_Z$
d 		für $U_1 < -(U_{Z2} + U_{f2})$: $-U_o = -U_1 + (U_{f2} + U_{Z2})$ für $-(U_{f2} + U_{Z2}) < U_1 < (U_{f1} + U_{Z1})$: $U_o = 0$ für $U_1 > (U_{f1} + U_{Z1})$: $U_o = U_1 - (U_{f1} + U_{Z1})$
e 		für $U_1 > U_f + U_Z$: $U_o = U_f + U_Z$ $(R_1 < R_D + R_Z)$ für $U_1 < U_f + U_Z$: $U_o = \frac{R_o}{R_1 + R_o} \cdot U_1$

Bild 22. Begrenzer-Netzwerke mit Dioden [2]. a) Reihenschaltung; b) Parallelschaltung; c) Reihenschaltung (Batterie durch Z-Diode ersetzt), Begrenzung einseitig; d) Reihenschaltung (wie bei c), doppelseitige Begrenzung; e) Parallelschaltung (Batterie durch Z-Diode ersetzt), einseitige Begrenzung

Durch diese Maßnahmen läßt sich zwar das Hineinsteuern in die Sättigung verhindern, andererseits ist bei Gegenkopplung eine Phasenkompensation notwendig (FtA Vs 55). Dadurch werden aber die Schaltzeiten vergrößert.

Eine andere Möglichkeit ist in *Bild 24* dargestellt. Hier wird durch die beiden antiparallel geschalteten Dioden im Eingang der Wert von U_D so klein gehalten, daß der Operationsverstärker – auch im Leerlauf – nicht übersteuert werden kann. Man vermeidet also Übersteuerung im Eingang wie im Ausgang, und man benötigt keine Gegenkopplung, die durch die dabei anzuwendende Phasenkompensation die Schaltzeiten vergrößert.

Bei allen diesen Schaltungen erfolgt der Übergang von einer Endstellung (z. B. positives Maximum der Ausgangsspannung) in die andere (negatives Maximum) stetig, wobei allerdings die für diesen Übergang notwendige Änderung der Eingangsspannung nur sehr klein zu sein braucht.

2.2 Schwellenwertschalter, Schmitt-Trigger

Der Unterschied zwischen Schwellenwertschalter und Spannungskomparator besteht darin, daß bei ersterem die Ausgangsspannung bei der Eingangsspannung U_{11} von U_{o1} nach U_{o2} springt und daß sie bei U_{12} (also bei einer etwas anderen Eingangsspannung) von U_{o2} nach U_{o1} zurückspringt. Man spricht hier von Hysterese-Verhalten oder von bistabilem Betrieb (Elektronik-Arbeitsblätter Band 11, 3.4-2). Diese Arbeitsweise erreicht man durch eine Mitkopplung (*Bild 25*).

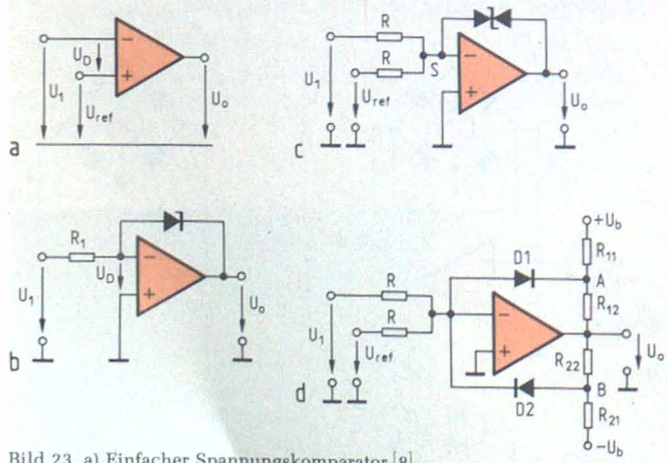


Bild 23. a) Einfacher Spannungskomparator [8].
b) Spannungskomparator. Mit Hilfe der Z-Diode wird die Ausgangsspannung (einseitig, auf deren Sperrspannung) begrenzt [8].
c) Spannungskomparator. Die Ausgangsspannung wird auf $+U_Z$ und $-U_Z$ begrenzt [1].
d) Spannungskomparator mit einstellbaren Übersteuerungsgrenzen [1].

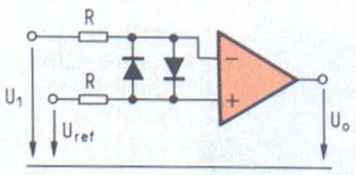


Bild 24. Spannungskomparator mit Begrenzung im Eingang [1]

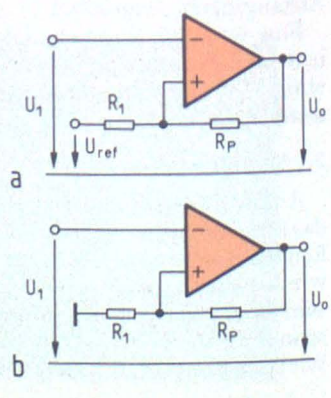


Bild 25. ▶ Schwellenwertschalter (Schmitt-Trigger); a) die Bezugsspannung ist = U_{ref} [8], b) der Bezugspunkt ist das Massepotential [1]

Die Spannung am P-Eingang des Operationsverstärkers, bei der das Umspringen erfolgt, ist gegeben durch:

in *Bild 25a*

$$U_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{o\,max} + \frac{R_P}{R_1 + R_P} \cdot U_{ref}$$

$$U_{P2} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{o\,min} + \frac{R_P}{R_1 + R_P} \cdot U_{ref}$$

in *Bild 25b*

$$U_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{o\,max}$$

$$U_{P2} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{o\,min}$$

Das Umschalten erfolgt dann, wenn $U_1 = U_{P1}$ bzw. $U_1 = U_{P2}$ ist (*Bild 26*).

$U_1 > U_{P1}$: U_o springt auf $U_{o\,min}$

$U_1 < U_{P2}$: U_o springt auf $U_{o\,max}$

Die Schaltungshysterese ist gegeben durch:

$$\Delta u_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot (U_{o\,max} - U_{o\,min})$$

2.3 Funktions-Generatoren, Verfahren zur Annäherung an eine gegebene nichtlineare Funktion

Diese Annäherung geschieht, wie *Bild 27* zeigt, stückweise (Approximation). Sie wird natürlich um so vollkommener, je kleiner die zu ersetzenden Kurvenstücke gemacht werden. Für jeden Kurvenabschnitt müssen sein Fußpunkt (breakpoint) auf der Abszissenachse und seine Steigung festgelegt sein. *Bild 28* erläutert im Prinzip, wie die beiden Kenngrößen Fußpunkt und Steigung nachgebildet werden können, und zwar wird der Fußpunkt durch die jeweilige Spannung U_{H1}, U_{H2} ... bestimmt. Die Steilheiten ergeben sich zu:

$$S_1 = -\frac{R_N}{R_1} \text{ (für } U_1 > U_{H1}\text{) (Gleichung (1) in FtA Vs 55)}$$

$$S_2 = -\left(\frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2}\right) \text{ (für } U_1 > U_{H1} \text{ und } U_{H2}\text{)}$$

$$S_3 = -\left(\frac{R_N}{R_1} + \frac{R_N}{R_2} + \frac{R_N}{R_3}\right) \text{ (für } U_1 > U_{H1}, U_{H2} \text{ und } U_{H3}\text{)}$$

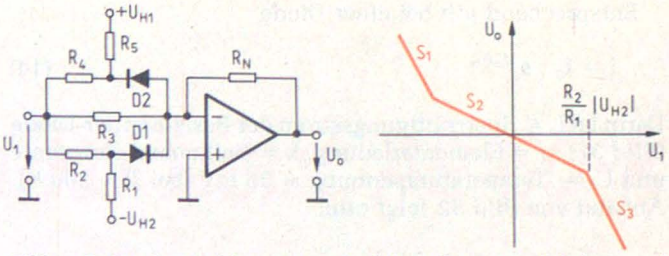


Bild 29. Praktische Ausführung eines Funktions-Generators (Schaltung und Charakteristik) [2]

In der Praxis werden nichtlineare Schaltglieder verwendet und zwischen Anschluß der Eingangsspannung sowie Summationspunkt S gelegt (Beispiel: *Bild 29*). Ist z. B.

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1} \cdot |-U_{H2}|$$

dann öffnet die Diode D 1. Die Steilheit S_3 ist demnach bestimmt durch

$$S_3 = -\left(\frac{R_N}{R_3} + \frac{R_N}{R_2}\right)$$

Schaltet man solche Netzwerke in den Rückkopplungskanal statt in den Eingang des Operationsverstärkers, dann erhält man die inverse Funktion.

Nach diesem Verfahren lassen sich beliebig vorgegebene Kurvenformen synthetisch nachbilden. *Bild 30* zeigt das Herstellen eines sinusförmigen Spannungsverlaufes, indem man eine Dreieckspannung einem Operationsverstärker zuführt, dessen Übertragungscharakteristik $U_o = f(U_1)$ S-förmig verläuft.

2.4 Logarithmierer und Potenzierer

Bei den Schaltungen von Abschnitt 2.3 wurde zur Lösung der Aufgabe von der Großsignal-Nichtlinearität der Diode Gebrauch gemacht. Die Schaltungen dieses Abschnitts dagegen basieren auf der durch den P/N-Übergang selbst gegebenen Nichtlinearität.

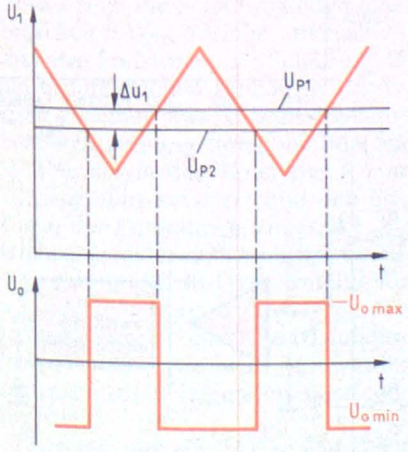
2.4.1 Logarithmierer

Bei einem Transistor besteht ein streng exponentieller Zusammenhang zwischen u_{BE} und i_C.

$$i_C = I_o \cdot \left(e^{\frac{q \cdot u_{BE}}{k \cdot T}} - 1\right) = I_o \left(e^{u_{BE}/U_T} - 1\right)$$

und für $u_{BE}/U_T \gg 1$ bzw. $i_C/I_o \gg 1$

$$i_C = I_o \cdot e^{u_{BE}/U_T} \quad (13)$$



◀ Bild 26. Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung (oben) und Ausgangsspannung (unten) beim Schwellenwertschalter (schematisch) [8]

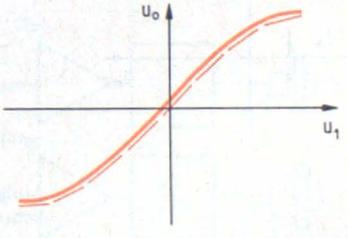


Bild 27. ▶ Erzeugung einer vorgegebenen nichtlinearen Charakteristik durch stückweise Annäherung mit Hilfe von Funktions-Generatoren [2]

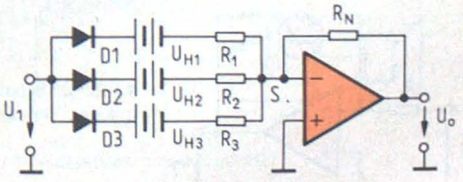


Bild 28. ▶ Aufbau eines Funktions-Generators (Prinzipbild) [2]

Entsprechend gilt bei einer Diode

$$i = I_o \cdot e^{U_D/U_T} \qquad (14)$$

Darin ist I_o = Sperrsättigungsstrom der Basis-Emitter-Diode (*Bild 31*), q = Elementarladung, k = Boltzmann-Konstante und U_T = Temperaturspannung ≈ 26 mV (bei T = 300 K). Anhand von *Bild 32* folgt nun:

$$u_{BE} + u_o = 0$$

$$u_o = -u_{BE} = -U_T \cdot \ln \frac{i_C}{I_o} \text{ bzw. } u_o = -U_T \cdot \ln \frac{i_1}{I_o}$$

$$= -26\ \text{mV} \cdot \ln \frac{i_1}{I_o} = -60\ \text{mV} \cdot \lg \frac{i_1}{I_o} = K_1 \cdot \ln \frac{i_1}{I_o} \qquad (15)$$

Der für eine solche Aufgabe benützte Transistor muß also eine Kennlinie besitzen, die – aufgetragen im Lin./Log.-Kennlinienfeld – in einem großen Bereich linear ist. Ein Beispiel zeigt *Bild 33*.

2.4.2 Potenzierer

Da das Potenzieren die Umkehrfunktion des Logarithmierens ist, erhält man für den Potenzierer die in *Bild 34* dargestellte Schaltung. Für sie gilt:

$$i_C = B \cdot I_{Bo} \cdot e^{-u_{BE}/U_T}$$

$$u_o = i_C \cdot R_N = B \cdot I_{Bo} \cdot R_N \cdot e^{-u_{BE}/U_T} = K_2 \cdot e^{-u_{BE}/U_T} \qquad (16)$$

Der Potenzierer hat auch die Bezeichnung „Antilog-Verstärker".

2.5 Multiplizierer und Dividierer

Von den verschiedenen möglichen Verfahren seien nur zwei angeführt:
a) Der logarithmische Multiplizierer, weil er sich sinngemäß aus dem Abschnitt 2.4 ergibt, und

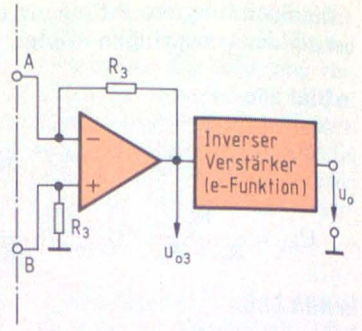


Bild 36. Dividieren mit Hilfe logarithmischer Verstärker. An den Punkten A und B wird der linke Schaltungsteil von Bild 35 angeschlossen [1, 2, 4]

b) der Analogmultiplizierer, der nach dem Stromverteilungsverfahren arbeitet. Da für diesen integrierte Schaltungen entwickelt worden sind, wird die Anwendung dieses Verfahrens wesentlich erleichtert.

2.5.1 Der logarithmische Multiplizierer

Er arbeitet nach *Bild 35*. Die beiden Eingangssignale U_{i1} und U_{i2} werden in den logarithmischen Verstärkern logarithmiert. Es ist also nach den Gleichungen (13), (14) und (15):

$$u_{o3} = -i_3 \cdot R_3$$

und

$$-i_3 = -\frac{u_{o1} + u_{o2}}{R_2}$$

sowie

$$-u_{o1} = U_T \cdot \ln \frac{i_{i1}}{I_o}$$

also

$$u_{o3} = K_1 \cdot (\ln u_{i1} + \ln u_{i2}) = K_1 \cdot \ln (u_{i1} \cdot u_{i2})$$

Die Spannung u_{o3} wird auf einen Potenzierer gegeben, so daß nach Gleichung (16) für u_o gilt:

$$u_o = K_2 \cdot e^{u_{o3}/U_T} = K_3 \cdot e^{(\ln u_{i1} + \ln u_{i2})}$$

Mit $e^{a+b} = e^a \cdot e^b$ und $e^{\ln x} = x$ erhält man $u_o \sim u_{i1} \cdot u_{i2}$

Für den logarithmischen Dividierer gilt analog die in *Bild 36* gezeigte Prinzipschaltung.

(Schluß folgt)

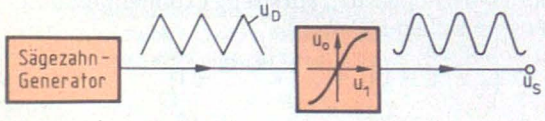


Bild 30. Beispiel für das Arbeiten mit Funktions-Generatoren. Ein sägezahnförmiger Kurvenverlauf wird durch einen Funktions-Generator in eine Sinuskurve umgeformt [2]

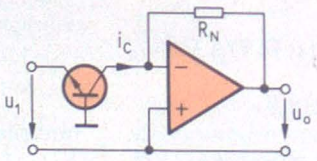


Bild 34. Schaltung eines Potenzierers (e-Funktions-Generator) [1]

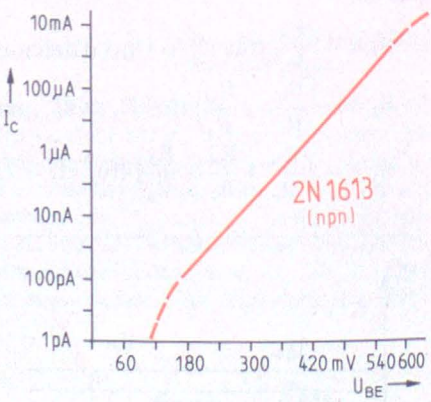
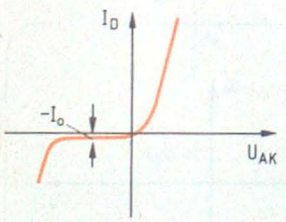
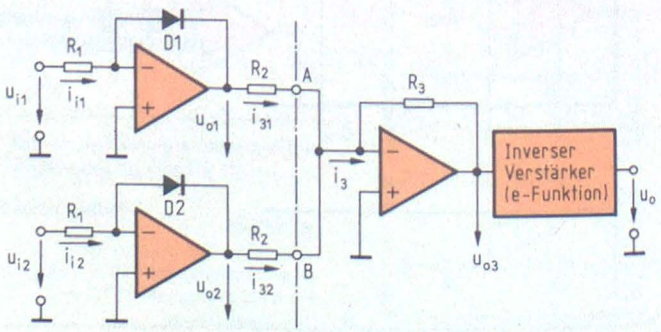


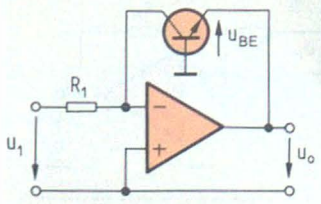
Bild 33. ▶ Für logarithmische Verstärker geeignete Kennlinie [10]



◀ Bild 31. Sperrkennlinie einer Halbleiterdiode (im Sperrbereich gedehnter Maßstab) [4]

Bild 35. ▶ Multiplizieren mit Hilfe logarithmischer Verstärker [1, 2, 4]





◀ Bild 32. Schaltung eines logarithmischen Verstärkers [4]

Helmut Mondorf

Das Aktivboxen-Konzept AE 60-K

Lautsprecher-Boxen sind nach wie vor die schwächsten Komponenten in einer Hi-Fi-Übertragungskette. Dies ist nicht nur physikalisch bedingt, denn die Wiedergabequalität hängt zu einem guten Teil von der Größe der Box, der Qualität der Lautsprechersysteme sowie deren Zusammenschaltung ab.
Aktiv-Boxen sind in bezug auf Verfärbungsfreiheit, Transparenz der Wiedergabe und Dynamik passiven Boxen überlegen. Außerdem können Stereo-Anlagen mit geringer Ausgangsleistung durch den Einsatz von Aktiv-Boxen auf den Status hochwertiger Anlagen gebracht werden.

Allgemeines

Bei passiven Boxen wird das vom Verstärker kommende Nf-Signal mittels Spulen und Kondensatoren aufgetrennt und den entsprechenden Lautsprechersystemen zugeführt. Diese Methode weist jedoch erhebliche Nachteile auf, die sich bei einer Aktiv-Box durch den Einsatz elektronischer Filter vermeiden lassen. Die in den Filtern auftretenden Verzerrungen sind so gering, daß sie vernachlässigt werden können. Der technische Aufwand einer Aktiv-Box ist zwar hoch, er sollte jedoch wegen der erheblich verbesserten Wiedergabequalität in Kauf genommen werden. Die Frequenzselektion erfolgt hier mit Aktivfiltern, die aus entsprechend beschalteten Operationsverstärkern bestehen.

Bild 1 zeigt die Blockschaltung einer Dreiweg-Aktivbox, wie sie von Mondorf-electronic für den erfahrenen Selbstbau-Anhänger angeboten wird.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung einer elektronischen 3-Weg-Weiche mit nachgeschalteten Endstufen. Die Schaltung ist zum nachträglichen Einbau in Passiv-Boxen geeignet. Das Nf-Signal gelangt über den Spannungsteiler, gebildet aus R 1...R 6, sowie den Einsteller P 1 an IC 1, wird dort verstärkt und den Eingängen der Filterstufen zugeführt. Sie bestehen aus aktiven Besselfiltern zweiter Ordnung (12 dB/Okt), welche von IC 3 gebildet werden. Die Trennfrequenzen sind – je nach den Lautsprechersystemen – variierbar; sie werden vorzugsweise in folgenden Bereichen eingestellt:

TT = 20...800 Hz, MT = 750...2500 Hz, HT = 2200...20 000 Hz. Das aufgeteilte Nf-Band liegt an den Reglern P 3, P 4 und P 5, deren Abgriffe (ca. Mittelstellung) an die Eingänge der Endstufen führen. Die Endstufe besteht aus IC 5, T 4, T 5 und T 6. Das IC stellt in Verbindung mit T 4 einen A-Verstärker dar, welcher durch T 6 stabilisiert wird und die Endtransistoren mit den erforderlichen Schwellspannungen versorgt.

Bei dieser Schaltungsart stellt sich automatisch ein sehr geringer Ruhestrom ein, welcher (jedoch) ausreicht, auch kleinste Signale bereits verzerrungsfrei (k = ca. 0,05 %) zu übertragen [1].

Zum Schutz der angeschlossenen Lautsprecher sind in die Leitungswege Feinsicherungen eingefügt, die bei Überlast bzw. Hochlaufen der Endstufen (z. B. durch einseitigen Ausfall der Betriebsspannung) ansprechen. Bei sorgfältiger Montage auf entsprechenden Kühlkörpern arbeiten die Endstufen sehr zuverlässig; auf eine elektronische Absicherung kann daher verzichtet werden.

Die Hauptstromversorgung besteht aus Tr 2, D 1...D 4 sowie C 1 und C 2. Der Transformator ist im Ruhezustand (stand-by) über einen Relais-Kontakt vom Netz getrennt. Tr 1, D 5, D 6, C 3 und C 4 bilden den Hilfsstromkreis, welcher hinter der Netz-Sicherung ständig am Netz anliegt. Er versorgt nur den Vorverstärker (IC 1), die Filterstufen (IC 3) und den Schaltverstärker (IC 2). An den Endstufen liegt im Ruhezustand keine Betriebsspannung. Die Schaltung ist dadurch bei Stand-by-Betrieb sehr stromsparend.

Einschaltautomatik

Der Schaltverstärker ($^1/_2$ IC 2) liegt über R 12 und P 2 am Eingangsspannungsteiler und verstärkt das Signal etwa 100fach. Am Ausgang erfolgt über D 10 Gleichrichtung; C 5 und R 15 bilden eine Verzögerungsstufe (ca. 2 min.). Die gleichgerichtete Nf-Spannung wird von $^1/_2$ IC 2 weiter verstärkt und über R 18 dem Transistor T 10 zu-

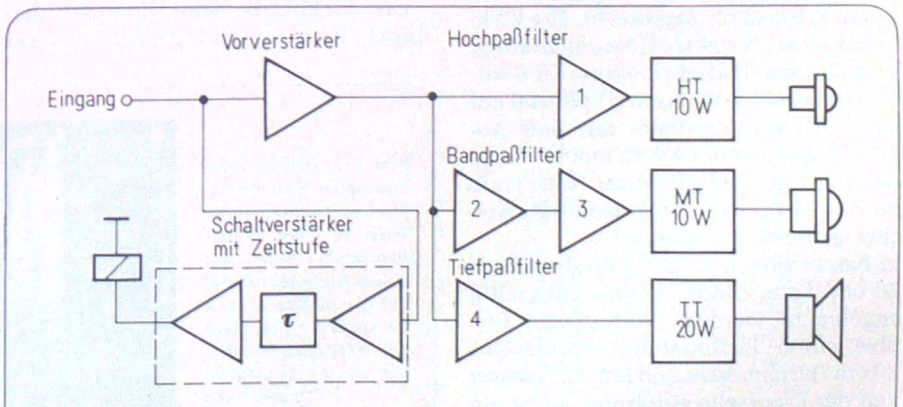


Bild 1. Blockschaltung einer aktiven Dreiweg-Lautsprecherbox (Mondorf)

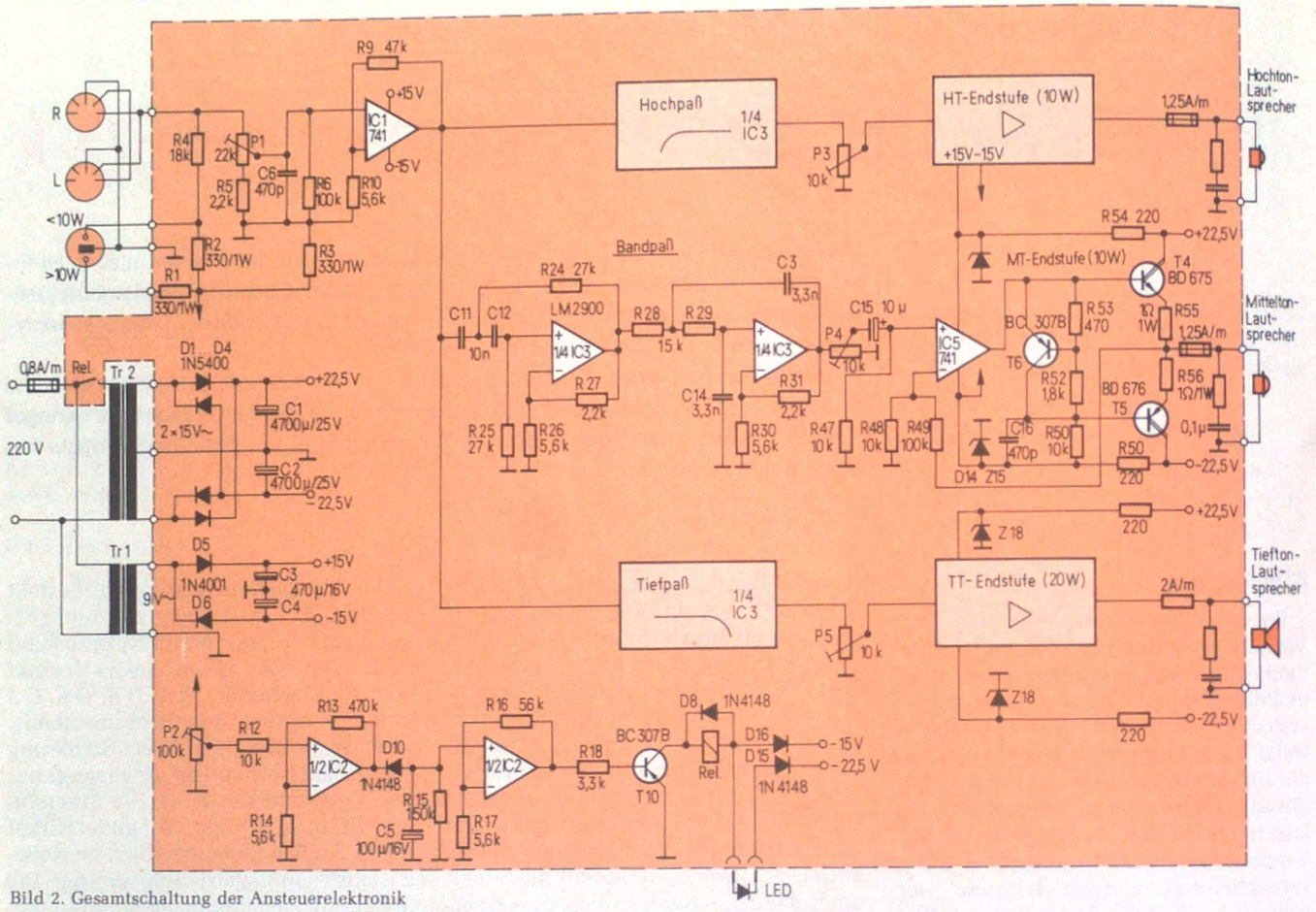


Bild 2. Gesamtschaltung der Ansteuerelektronik

geführt. Relais und T 10 erhalten ihre Betriebsspannung zunächst über D 16 aus dem Hilfsstromkreis. T 10 wird leitend, das Relais zieht an und schaltet Tr 2 sowie den Hauptstromkreis ein. Die negative Betriebsspannung von −22,5 V gelangt über D 15 und die LED an das Relais; D 16 sperrt dann und entlastet den Hilfsstromkreis vom Relais-Strom.

Elektronik-Platine

Die gesamte Elektronik ist auf einer Platine mit den Abmessungen von nur 16 cm x 10 cm untergebracht. Die Elektronik sowie Netzkabel, Netzsicherung, Trafo für den Hilfsstromkreis, Kühlkörper und drei Nf-Buchsen (DIN) sind auf einer Aluminium-Platte mit den Abmessungen 20 cm x 15 cm montiert. Zusätzlich wird lediglich der Netz-Trafo für den Hauptstromkreis benötigt, welcher getrennt montiert wird.

In Passiv-Boxen ab 20 l (Mindest-Tiefe 20 cm) kann dieser Aufbau rückseitig angebracht werden. Verfügt die Box über einen Tieftöner mit mindestens 20 cm Durchmesser und läßt sich dieser von der Frontseite entfernen, so ist ein eleganter Einbau von innen möglich. Hierzu wird die Rückseite der Box auf ca. 16,5 x 12,5 cm ausgeschnitten und die Aluminium-Platte durch die Öffnung des Tieftöners an der Rückseite der Box luftdicht eingesetzt. *Bild 3* zeigt die fertig bestückte und montierte Rückwand.

Sollte der Einbau in dieser Weise nicht möglich sein, so kann die Aluminium-Platte auch (mit Abstandsbolzen) auf die Rückwand der Box aufgeschraubt werden. Eine Leuchtdiode dient als Betriebsanzeige und wird in eine 4-mm-Bohrung auf der Frontseite luftdicht eingesetzt.

Die Elektronik wird komplett bestückt, montiert und geprüft in zwei Versionen angeboten: AE60-K, Typ 18 mit 40/60 W, sowie AE60-K, Typ 22 mit 60/90 W Ausgangsleistung[1]).

[1]) Die zu erreichende Klangqualität der aktiven Mehrweg-Box hängt wesentlich von der Qualität der Einzelchassis, der Wahl der geeigneten Übergangsfrequenzen und der Pegeleinstellung in den Teilbereichen ab, abgesehen von anderen klangbestimmenden Einflüssen wie Gehäuseausführung, Anordnung der Lautsprecher auf der Schallwand und Dämpfung. Zur Erleichterung der Pegeleinstellung empfiehlt sich auf jeden Fall der Vergleich mit einer guten (passiven oder aktiven) Mehrweg-Box. D. Red.

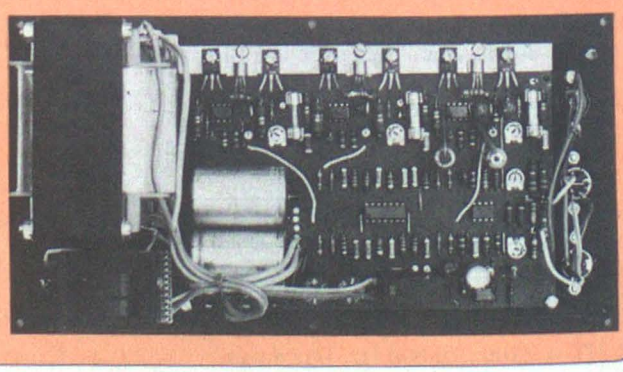


Bild 3. Sämtliche elektronischen und mechanischen Bauteile außer Trafo für den Hauptstromkreis finden auf einem Aluminiumblech mit den Maßen 20 cm x 15 cm Platz. Es dient gleichzeitig als Kühlfläche für die Endstufentransistoren

Die Aktivbox kann auch vom Ausgang eines bereits vorhandenen Endverstärkers angesteuert werden; der dafür vorgesehene Eingang ist mit den entsprechenden Spannungsteilerwiderständen sowohl für Ausgangsleistungen < 10 W als auch für höhere Leistungen beschaltet. Ferner sind die Eingänge für die Ansteuerung von einem Vorverstärker so beschaltet, daß sie sich zum Durchschleifen von Signalen, d.h. zum parallelen Betrieb von mehreren Aktivboxen-Paaren eignen. Die technischen Daten der Ansteuer-Elektronik AE 60-K nennt die *Tabelle*.

Technische Daten der Ansteuer-Elektronik AE 60-K

Eingänge:	0,2–2 V/10 kΩ kleiner 10 W/600 Ω asym. größer 10 W/600 Ω asym.
Frequenzumfang:	20...20000 Hz, ± 3 dB
Trennfrequenzen: (wahlweise)	20...800 Hz 750...2500 Hz 2200...20000 Hz
Flankensteilheit:	12 dB/Okt
Klirrfaktor:	0,05 %
Ausgangsleistung:	40 W (Sinus), 60 W (Musik)
Fremdspannungsabstand:	> 80 dB (Eingänge offen, Regler aufgedreht)
Netzeinschaltung:	bei ca. 10 mV Eingangsspannung
Netzabschaltung: (keinNf-Signal)	nach ca. 2 Minuten
Leistungsaufnahme:	ca. 85 W bei Vollbetrieb ca. 0,8 W in Wartestellung (stand-by)
Gesamtgewicht:	ca. 2 kg (Mechanik u. Trafos)

Änderungen im Sinne techn. Fortschritts sowie Irrtum vorbehalten.

Literatur

[1] DBPa Nr. P 20 21 831.3.

Stichworte zum Inhalt

Dreiweg-Lautsprecherbox, aktive Filter, Nachrüstung von passiven Boxen.

Manfred Horst

Dimensionierung eines Schallplatten-Entzerrers

2. Teil

Im ersten Teil dieses Beitrages wurde die Notwendigkeit eines Schallplatten-Entzerrers aufgezeigt und Pegelanhebung und Rauschen behandelt. Hier folgen nun die Berechnung der Bauteile des Gegenkopplungsnetzwerkes und ein Hochpaßfilter.

Neben den normierten Werten A(f) und B(f) und dem Restfehler wurden der Verstärkungsfaktor, die Verstärkung in dB und der Phasenwinkel zwischen der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung am invertierenden Eingang in Abhängigkeit von der Frequenz vom Rechner ausgegeben. Die *Tabellen 2* und *3* zeigen die berechneten Werte bei 14 verschiedenen Frequenzen. Obgleich sich die RIAA-Kennlinie durchgesetzt hat und die CCIR-Abweichung weitgehend mit dem Höheneinsteller zu korrigieren ist, sind hier beide Entzerrungen berücksichtigt. Die Umschaltung wird bei der endgültigen Schaltung durch Kurzschließen eines Kondensators vorgenommen.

Berechnung der Bauteile

Für die tiefsten Frequenzen sind die Kondensatoren C 1 und C 2 in Bild 2 unwirksam. Die größtmögliche Verstärkung ist durch $(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)/R_1$ gegeben. Wegen der geforderten Verstärkung von mindestens 32 dB im mittleren Bereich und der zusätzlichen Anhebung von etwa 20 dB bei den Tiefen legt man die größtmögliche Verstärkung mit rund 500 fest (ca. 54 dB).

Für einen frei wählbaren Wert von

$R_1 = 270\ \Omega$

erhält man die Bedingung

$270\ \Omega + R_2 + R_3 + R_4 \approx 500 \cdot 270\ \Omega = 135\ k\Omega$.

Wegen $R_4 \geqq 2 \cdot 270\ \Omega = 540\ \Omega$ wird man den nächsten Normwert 560 Ω wählen. Für die Summe aus R 2 und R 3 verbleiben (abgerundet) etwa 130 kΩ.

Die Verstärkung muß im mittleren Bereich um rund 20 dB unter dem Wert für die Tiefen liegen, d. h. das Verhältnis beträgt etwa 1 : 10. Der kleinere der beiden Widerstände R 2 und R 3 sei R 2. Diesem Widerstand ist der kleinere der

Tabelle 2. Daten des berechneten RIAA-Entzerrers

f Hz	RIAA-Kennlinie dB	erreichte Entzerrung dB	Abweichung dB	Verstärkungsfaktor	Verstärkung dB	Phasenwinkel
30	–18,59	18,37	–0,21	416,36	52,38	–28,1°
40	–17,79	17,57	–0,21	379,73	51,58	–34,9°
60	–16,10	15,88	–0,21	312,62	49,90	–44,6°
120	–11,84	11,64	–0,20	191,83	45,65	–56,5°
250	– 6,67	6,51	–0,16	106,26	40,52	–57,7°
500	– 2,64	2,56	–0,08	67,44	36,57	–50,8°
1 000	0	0	0	50,19	34,01	–46,5°
2 000	2,58	– 2,54	0,04	37,46	31,47	–52,1°
4 000	6,60	– 6,50	0,10	23,74	27,51	–61,6°
6 000	9,59	– 9,42	0,17	16,96	24,59	–64,8°
8 000	11,89	–11,61	0,27	13,17	22,39	–65,1°
10 000	13,73	–13,33	0,39	10,81	20,67	–64,3°
12 000	15,26	–14,71	0,54	9,21	19,29	–62,8°
15 000	17,15	–16,35	0,80	7,63	17,65	–60,1°

beiden Kondensatoren, nämlich C 2, parallel geschaltet. Beide müssen der Bedingung $\tau_3 = R_2 \cdot C_2$ genügen (Absenkung ab f_3). Wählt man $R_2 = 10\ k\Omega$, so erhält man nach RIAA

$$C_2 = \frac{75\ \mu s}{10\ k\Omega} = 7{,}5\ nF$$

und nach CCIR

$$C_2{}^* = \frac{50\ \mu s}{10\ k\Omega} = 5\ nF.$$

Damit verbleibt für R_3 ebenfalls ein Normwert, nämlich 120 kΩ.

Ersetzt man C 2 durch die Reihenschaltung aus einem Kondensator mit 7,5 nF und einem überbrückbaren mit 15 nF, so erhält man bei geschlossenem Schalter die RIAA-Entzerrung, während bei offenem Schalter wegen

$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{7{,}5\ nF} + \frac{1}{15\ nF} = \frac{3}{15\ nF} = \frac{1}{5\ nF}$$

also $C_g = 5$ nF, die CCIR-Entzerrung wirksam ist. Um lange Zuleitungen zum Umschalter zu vermeiden, empfiehlt sich ein gleichstromgespeistes Reed-Relais unmittelbar auf der Platine. Damit keine Umladungsvorgänge beim Umschalten hörbar werden, legt man einen hochohmigen Widerstand über die Kontakte. *Bild 3* zeigt den zugehörigen Auszug aus dem Schaltbild.

Nunmehr ist noch C 1 zu bestimmen. Die zweite Absenkung soll ab f_1 erfolgen, d. h. es gilt die Bedingung $\tau_1 = R_3 \cdot C_1$ oder

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R_3} = \frac{3180\ \mu s}{120\ k\Omega} = 26{,}5\ nF$$

Die Bauteile des Gegenkopplungsnetzwerks müssen eine möglichst kleine Toleranz aufweisen (< 1 %). Man sollte nur rauscharme Metallwiderstände und einwandfreie Folienkondensatoren verwenden und diese mit

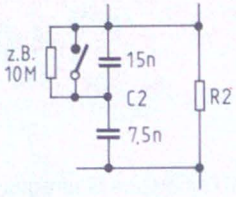


Bild 3. Umschaltung zwischen RIAA- und CCIR-Entzerrung

der Meßbrücke oder mit den mittlerweile erhältlichen hochwertigen digitalen Instrumenten ausmessen.

Schaltungsvarianten

Für Magnetsysteme benötigt man im Eingangskreis des ICs einen Abschlußwiderstand von 47 kΩ. Zur gleichstrommäßigen Entkopplung teilt man den Widerstand im Eingangskreis am besten in zwei Parallelwiderstände von je 94 kΩ auf, die man aus einer Anzahl von Widerständen mit der Aufschrift 100 kΩ oder 91 kΩ selektiert. Zwischen beide schaltet man nach *Bild 4* einen Kondensator mit der Kapazität von z. B. 1 µF – möglichst keinen Elektrolytkondensator (allenfalls eine hochwertige Tantalausführung). Entsprechendes gilt für den Trennkondensator im Ausgangskreis. Der Hochpaß gegen Hf-Störungen befindet sich unmittelbar vor dem nichtinvertierenden Eingang.

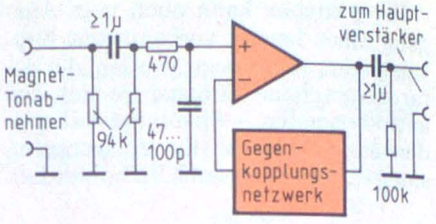


Bild 4. Eingangsbeschaltung für Tonabnehmer

Wenn man eine vorhandene Anlage mit eingebautem Entzerrer für magnetische Tonabnehmer auf MC-Systeme umrüsten will, sollte man die Vor-Vorverstärker-Stufe um ein IC pro Kanal erweitern. Die Ausgangswiderstände aller parallelen Stufen führt man dann am invertierenden Eingang, dem „virtuellen Nullpunkt", zusammen. Der Gegenkopplungswiderstand darf nicht verkleinert werden, da sonst die Verstärkung, die hier 1500 Ω/470 Ω ≈ 3,2 beträgt, unter 3 sinkt. Auf diesem Wege kann man unempfindlichere Verstärker als oben angegeben voll aussteuern. Werden jedoch dynamische Systeme mit höherem Ausgangspegel als das MC 30 benutzt, so muß eventuell die Verstärkung der ersten Stufen reduziert werden.

Hochpaßfilter

Der Übertragungsbereich hochwertiger Verstärker übersteigt den Hörbereich beträchtlich, so daß sich auch nicht direkt hörbare Störspannungen durch Intermodulationserscheinungen bemerkbar machen können. Bei der Schallplatte gilt das besonders für den Subbaßbereich. Nur wenige Direktschnittplatten übertragen die tiefsten Frequenzen, die sich in kleinen Wohnräumen kaum ausbilden können. Im Studio und beim Rundfunk schneidet man die tiefsten Frequenzen steilflankig ab. Wegen der starken Anhebung der Tiefen im Entzerrer legt man zweckmäßigerweise das Hochpaßfilter mit einer Grenzfrequenz im Bereich um 20 Hz vor oder in den Entzerrerkreis.

Schaltet man in Bild 2 einen Kondensator mit kleiner Kapazität in Reihe mit

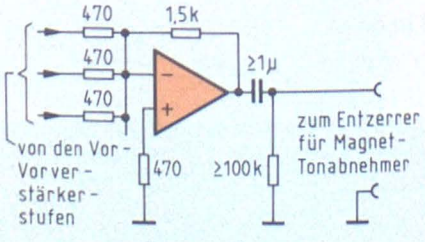


Bild 5. Summierverstärker zum Anschluß der parallelen Vor-Vorverstärker-Stufen

Tabelle 3. Daten des berechneten CCIR-Entzerrers

f Hz	CCIR-Kennlinie dB	erreichte Entzerrung dB	Abweichung dB	Verstärkungsfaktor	Verstärkung dB	Phasenwinkel
30	–18,13	18,39	0,25	416,28	52,38	–28,1°
40	–17,33	17,58	0,25	379,60	51,58	–34,9°
60	–15,64	15,89	0,25	312,38	49,89	–44,5°
120	–11,39	11,63	0,24	191,29	45,63	–56,3°
250	– 6,26	6,44	0,19	105,22	40,44	–57,1°
500	– 2,31	2,41	0,09	66,15	36,41	–48,7°
1 000	0	0	0	50,10	33,99	–40,8°
2 000	1,73	– 1,77	–0,04	40,83	32,21	–42,9°
4 000	4,59	– 4,63	–0,03	29,38	29,36	–53,4°
6 000	7,10	– 7,10	0,00	22,11	26,89	–59,4°
8 000	9,17	– 9,12	0,04	17,51	24,86	–62,2°
10 000	10,90	–10,78	0,11	14,46	23,20	–63,3°
12 000	12,36	–12,17	0,19	12,33	21,82	–63,4°
15 000	14,20	–13,87	0,33	10,14	20,12	–62,5°

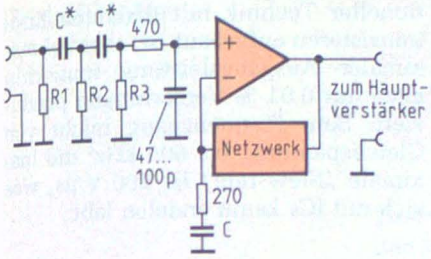


Bild 6. Schaltungsänderung zur Absenkung des Subbaß-Bereichs

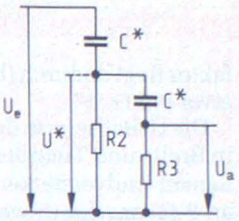


Bild 7. ▶ Kombination von zwei RC-Hochpaßfiltern (s. Text)

R 1, so entsteht für die tiefen Frequenzen eine stärkere Gegenkopplung, denn der mit sinkender Frequenz steigende kapazitive Widerstand äußert sich in einem geänderten Teilungsverhalten des gesamten Spannungsteilers. In der oben behandelten Herleitung für U_a/U_e ist dann in der komplexen Rechnung R 1 durch die Serienschaltung aus R 1 und C zu ersetzen. Um nur die Subbässe zu erfassen, sind Kapazitätswerte von einigen µF erforderlich. *Tabelle 4* gibt die RIAA-Kennlinie und die Entzerrung bei vernachlässigbarem kapazitiven Widerstand an, ferner sind die Auswirkungen verschiedener Kapazitäten gegenüber den angestrebten Werten ohne Hochpaß dargestellt.

Verwendet man Elektrolytkondensatoren, so ist auf hochwertige, bipolare Ausführung zu achten. Da Elektrolytkondensatoren aber große Toleranzen aufweisen und sich im Laufe der Zeit verändern, sollte man sie nach Möglichkeit vermeiden. Wer die Aufwendungen für einen erstklassigen MC-Tonabnehmer nicht scheut, sollte auch nicht an den Kondensatoren sparen.

Im allgemeinen ist die beschriebene Absenkung der Subbässe nicht genügend steilflankig. Ein bekanntes Verfahren zum Absenken tiefer Frequenzen ist das Einsetzen von CR-Gliedern. Durch Kombination mehrerer Einzelfilter kann man die Steilheit noch steigern. Leider ändert die nachfolgende Belastung das Verhalten der vorausgehenden Filterstufen. Zum Vermeiden der gegenseitigen Beeinflussung geht man gern zu aktiven Filterschaltungen über. Hiervon soll aber bei dieser Schaltung kein Gebrauch gemacht werden. Für eine Modellrechnung werden zwei passive CR-Glieder nach *Bild 6* unter folgenden Voraussetzungen kombiniert:

Der Eingangswiderstand des folgenden ICs sei groß gegen R 3, und die Parallelschaltung aus R 1, R 2 und R 3 betrage etwa 47 kΩ, wobei R 1 unkritisch ist und erst am Schluß bestimmt wird. Der Quellenwiderstand, d.h. der Ausgangswiderstand des Vor-Vorverstärkers oder der Innenwiderstand des Abtastsystems mit ohmsch-induktivem Verhalten, sei im betrachteten Frequenzbereich klein gegenüber der Parallelschaltung aus R 1, R 2 und R 3. Ferner sollen beide Kondensatoren gleiche Kapazität besitzen.

Nach *Bild 7* gilt

$$\frac{U_e}{U_a} = \left| 1 - \frac{1}{R_2\, R_3\, \omega^2\, C^2} - j\, \frac{2 \cdot R_2 + R_3}{R_2\, R_3\, \omega\, C} \right|$$

Kürzt man den Realteil mit c und den Imaginärteil mit d ab, so folgt

$$\frac{U_e}{U_a} = \sqrt{c^2 + d^2}$$

Das Dämpfungsverhalten wird damit beschrieben durch

$$D(f) = \left(20\ \lg \frac{U_e}{U_a}\right) \mathrm{dB} =$$

$$-20 \left(\lg \sqrt{c^2 + d^2}\right) \mathrm{dB}$$

R 1 in Bild 6 bestimmt man wegen

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{47\ \mathrm{k}\,\Omega}$$

nach der Formel

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot 47\ \mathrm{k}\Omega}{R_2 \cdot R_3 - R_3 \cdot 47\ \mathrm{k}\Omega - R_2 \cdot 47\ \mathrm{k}\Omega}$$

Mit dem Filter ändert sich jedoch die Anpassung zwischen Magnetsystem und IC und als Folge davon evtl. der Störspannungsabstand neben dem Amplitudenverhalten. Man sollte daher die Übergangsfrequenz nicht zu hoch legen. Bei dynamischen Systemen mit Vor-Vorverstärker besteht dieses Problem nicht.

Ein Umschalten zwischen MC und MM im Entzerrer-Eingang ist prinzipiell möglich. Die bessere Lösung besteht darin, getrennte Entzerrer für beide Typen einzusetzen und erst an den Ausgängen – bei höherem Pegel – umzuschalten. Noch eleganter sind komplette steckbare Verstärkereinschübe, die jedoch erstklassige Steckverbindungen voraussetzen. Die Berechnungen wurden mit einem in Basic programmierbaren Wang-Rechner, Modell 2200/PCS II, vorgenommen.

Tabelle 4. Errechnete Tiefenabsenkung für verschiedene Kapazitätswerte

f Hz	RIAA-Kennlinie dB	erreichte Entzerrung dB	Tiefenabsenkung in dB für verschiedene Werte von C						
			4,7 µF	10 µF	15 µF	22 µF	30 µF	50 µF	100 µF
5	−19,9	19,7	27,7	21,5	18,1	14,9	12,3	8,4	4,0
10	−19,7	19,5	22,0	15,6	12,3	9,3	7,1	4,0	1,5
15	−19,5	19,3	18,5	12,3	9,1	6,4	4,5	2,3	0,8
20	−19,3	19,1	16,1	10,0	7,1	4,7	3,1	1,5	0,6
25	−19,0	18,7	14,3	8,3	5,6	3,5	2,3	1,1	0,5
30	−18,6	18,4	12,8	7,0	4,5	2,8	1,8	0,8	0,4
35	−18,0	18,0	11,5	6,0	3,7	2,2	1,4	0,7	0,3
40	−17,8	17,6	10,5	5,2	3,1	1,8	1,2	0,6	0,3
45	−17,4	17,2	9,5	4,5	2,7	1,5	1,0	0,5	0,3
50	−17,0	16,7	8,7	4,0	2,3	1,3	0,8	0,4	0,3

Literatur

Valvo-Brief TDA 1034 und Datenblatt TDA 1034.

Stichworte zum Inhalt

Schallplattenentzerrer, Vor-Vorverstärker für dynamische Tonabnehmer, rechnergestützte Dimensionierung.

Ein Vorverstärker besonderer Art

Mit hervorragenden technischen Daten kann der von Sansui jetzt herausgekommene Vorverstärker CA-F1 glänzen (*Bild 1*). Ein Fremdspannungsabstand von mehr als 80 dB wird beim Phonoeingang und von etwa 60 dB beim Mikrofoneingang erzielt. Der Hersteller hat sich einer in der letzten Zeit häufiger zu findenden Technik bedient, um das Rauschen der Eingangsstufen klein zu halten: Wie in *Bild 2* zu sehen ist, dienen pro Kanal zwölf Feldeffekt-Transistoren in Parallel/Gegentaktschaltung zur Verbesserung des Rauschabstands. Dabei macht man sich den Effekt zunutze, daß zwei parallel betriebene Transistoren wegen ihres nicht phasengleichen Eigenrauschens den Störabstand gegenüber einem Einzeltransistor um $\sqrt{2}$ verbessert; die Gegentaktanordnung beseitigt schließlich die Klirrprodukte geradezahliger Ordnung. Der sich ergebende Gesamtklirrfaktor liegt dadurch (bei Nennpegel) bei etwa 0,005 %.

Die Gehäuseform des CA-F1 paßt sich in Breite und Tiefe dem ebenfalls neuen Sansui-Endverstärker BA-F1 (2 x 110 W an 8 Ω) an, der in weitgehend konventioneller Technik mit diskreten Endtransistoren aufgebaut ist, aber bei maximaler Ausgangsleistung immerhin auch nur 0,01 % Verzerrungen produziert. Sein Frequenzgang reicht von Gleichspannung bis 600 kHz; die maximale „Slew rate" ist 200 V/µs, was sich mit ICs kaum erzielen läßt.

Tuner mit PLL-AM-Demodulator

Der als Nachfolgemodell des TU-9900 von Sansui herausgebrachte MW/UKW-Tuner TU-X1 enthält zwei voneinander vollständig getrennte Empfangsteile für MW und UKW, d. h. die Zf-Stufen werden nicht gemeinsam für beide Wellenbereiche benutzt. Im MW-Teil dient eine Phase-Locked-Loop (PLL) zur Regenerierung des phasenrichtigen Trägers; dabei wird ein VCO (spannungsgesteuerter Oszillator) mittels Phasenregelschleife genau auf die Frequenz des empfangenen Trägers gezogen. Sein Ausgangssignal wird einem Vierquadranten-Multiplizierer zugeleitet, ebenso das AM-Zf-Signal; als Produkt ergibt sich das sehr klirr- und rauscharme Nf-Ausgangssignal. Der UKW-Empfangsteil besitzt eine Reflexionsanzeige, die die Einrichtung einer Richtantenne auf optimalen Empfang und Ausblendung von Mehrwegesignalen ermöglicht. Für Tonbandfreunde enthält der Tuner einen Kalibrier-Oszillator.

Sansui vertreibt mittlerweile auch Tuner mit digitaler Frequenzanzeige und quarzstabilisiertem Oszillator. Der Typ TU-919 enthält eine AFC-Schaltung, die vom Prinzip her derjenigen in Heft 23/1979 auf Seite 1371 veröffentlichten Frequenzregelung entspricht. Er erreicht einen Signal-Rauschabstand von 82 dB und – allerdings nur unter Laborbedingungen – einen Gesamtklirrfaktor von 0,04 %.

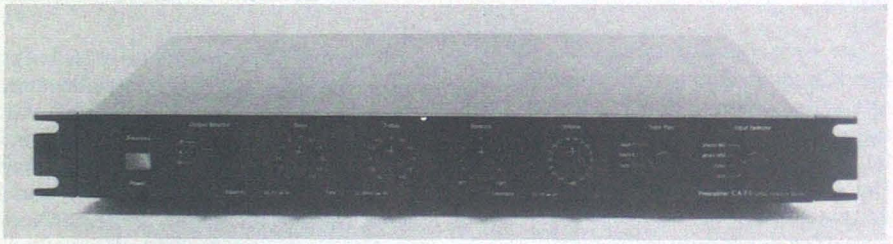


Bild 1. Frontansicht des Sansui-Vorverstärkers CA-F1

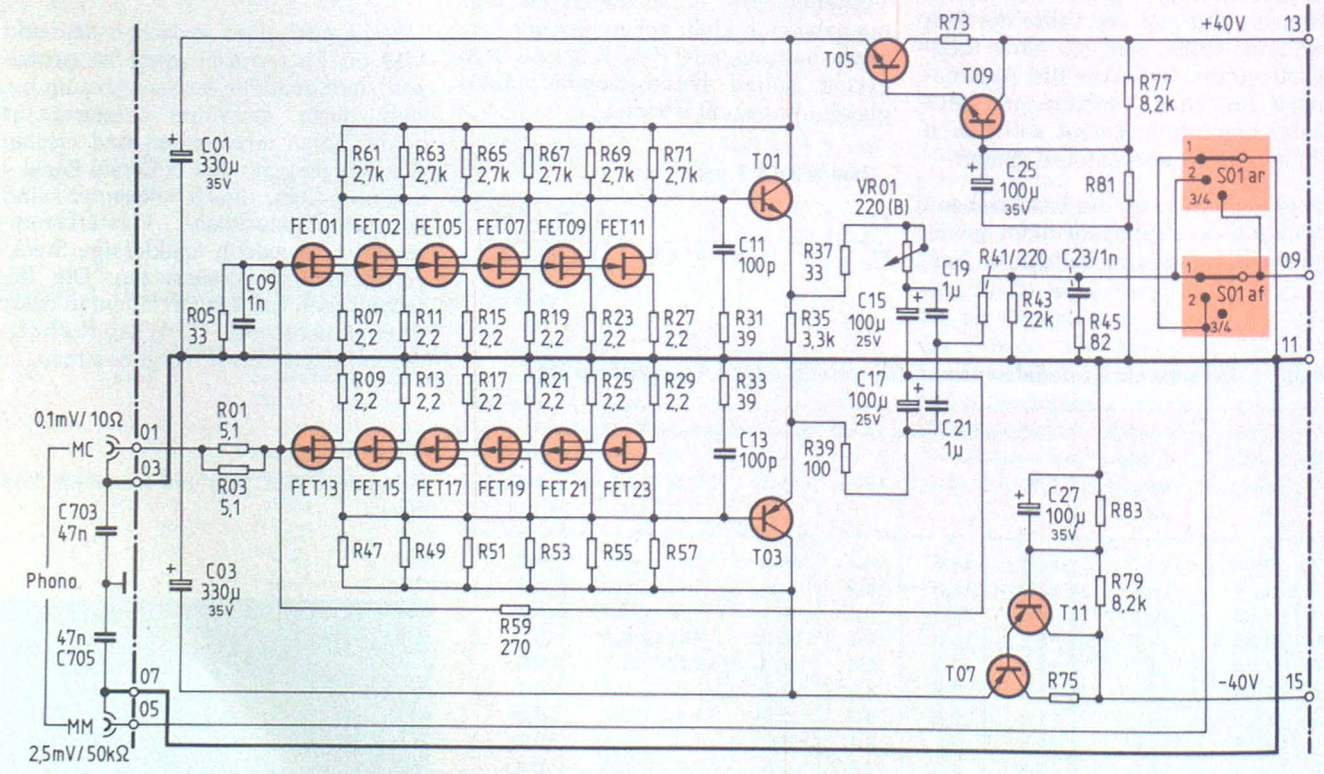


Bild 2. Eingangsschaltung des CA-F1. Nur ein Kanal ist hier gezeichnet. Durch Parallelschalten mehrerer Eingangs-FETs wird eine Verbesserung des Rauschabstandes erzielt

Rudolf Hofer

Schreibmaschine wird zum Schönschreibdrucker

Wenn Sie noch keinen Drucker haben oder mit der Qualität Ihres Druckers nicht zufrieden sind, sollten Sie die nächsten Seiten aufmerksam studieren. Hier wird eine preiswerte Alternative vorgestellt, die Ihnen eines Ihrer Computer-Probleme abnehmen könnte.

Über kurz oder lang kommt jeder Computer-Hobbyist an den Punkt, wo er schwarz auf weiß festhalten will, was seine Maschine von sich gibt. Meist ist dieser Zeitpunkt nicht allzu weit von der Anschaffung des Computers selbst entfernt, und deshalb kann der Geldbeutel nicht über Gebühr strapaziert werden. Als Lösung des Problems bieten sich preiswerte Matrixdrucker für einige hundert Mark an, die aber sehr begrenzte Möglichkeiten aufweisen (geringe Schreibbreite, Ansteuerung umständlich, Spezialpapier notwendig). Es gibt zwar auch komfortable Geräte, aber für sie muß man schon knapp 2000 Mark oder mehr hinblättern. Dennoch sind auch sie nicht der Weisheit letzter Schluß – für die Textverarbeitung (Briefe, Manuskripte und ähnliches) sind sie im allgemeinen nicht brauchbar.

Eine dritte Möglichkeit stellen elektrische Schreibmaschinen dar. Zwar liegen Kugelkopfmaschinen mit Dateneingang außerhalb der Reichweite von Hobbyisten (ab 5000 DM), doch hier soll die Rede von ganz gewöhnlichen Modellen sein, die um ein entsprechendes Interface erweitert werden. Die entstehenden Kosten liegen bei gut 400 DM (Bausatz).

Das Prinzip

Jede elektrische Schreibmaschine setzt die Bewegung einer Taste mechanisch in die Bewegung der Typenhebel bzw. des Kugelkopfes um. Man sucht also vergeblich nach einem elektrischen Kontakt, der durch die Taste geschlossen wird. Die einzige Möglichkeit, ein Zeichen auf ein elektrisches Signal hin zu drucken, besteht demnach darin, daß dieses in eine Bewegung umgesetzt wird. Man braucht also ein elektromechanisches Interface. Zu deutsch: Man braucht Magneten, von denen die Tasten bewegt werden.

In Kugelkopfmaschinen mit Dateneingang wird das im Prinzip genauso gemacht. Nur wird hier nicht jede Taste von einem Magnet betätigt, sondern durch eine Kombination mehrerer, die gleichzeitig anziehen. Dadurch kommt man mit wenigen Magneten aus. Diese Möglichkeit kommt für den Selbstbau nicht in Betracht, da man hierfür eine geeignete Maschine braucht und der Eingriff eine ganze Menge Spezialwissen erfordert.

Bild 1 zeigt das Prinzip des „Schreibmaschinen-Druckers". Auf dem Tastenfeld sitzt das elektromechanische Interface. Über jeder verwendeten Taste befindet sich eine Spule, die als Elektromagnet wirkt. Ein Stößel, der durch diese Spule hindurchragt, betätigt die Taste. Damit man mit möglichst wenigen Zuleitungen auskommt, sind die Magneten so in einer Matrix angeordnet, daß sie nur ansprechen, wenn gleichzeitig Zeile und Spalte freigegeben sind.

Zwischen der Magnetanordnung und dem Computer befindet sich eine Schaltung, die die parallel ankommenden Daten so decodiert, daß jeweils nur eine Zeile und eine Spalte aktiv sind, daß also zu jedem Zeitpunkt nur ein einziger Magnet ansprechen kann. Das gewählte Prinzip wurde aus mehreren Gründen einem Einbau der Magneten in die Maschine vorgezogen:

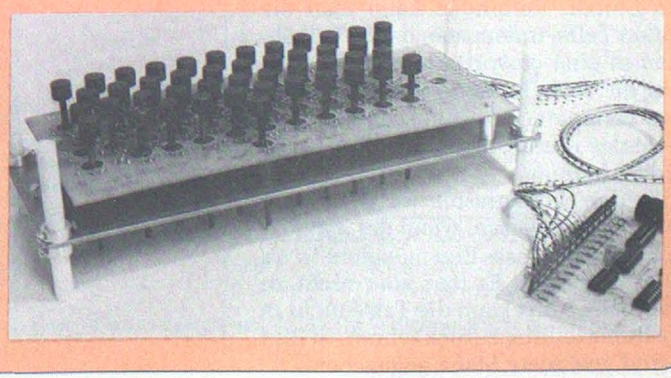
1. Bei den meisten Schreibmaschinen steht innen sehr wenig Platz zur Verfügung. Das ist um so kritischer, als die Tastenhebel nicht mehr zueinander versetzt, sondern in einer Reihe liegen.
2. Es ist kein Eingriff in die Maschine notwendig; eventuelle Garantieansprüche bleiben erhalten.
3. Die Abmessungen der Tastatur sind genormt (DIN), so daß ein Interface für beliebige Maschinen geeignet ist.

Praktische Ausführung

Das wichtigste Element des ganzen Aufbaus ist der Elektromagnet. Entscheidend ist die Kraft, die er aufbringen muß, um eine Taste zu betätigen. Dabei treten Unterschiede zwischen den Tasten derselben Maschine auf. Ein besonderes Problem stellen die schwergängigen Sondertasten wie Wagenrücklauf und Groß-/Klein-Umschaltung dar. Manchmal wird auch für die Leertaste etwas mehr Kraft benötigt. Alle „druckenden" Zeichen sind bei den meisten Maschinen so leicht zu betätigen, daß man mit ihnen keine Probleme hat.

Die größte Schwierigkeit beim Aufbau des Versuchsmodells bestand darin, daß keine geeigneten Spulen aufzutreiben waren. Also wurden sie per Hand gewickelt. Wenn geeignetes Werkzeug fehlt, ist dies eine recht mühsame Angelegenheit, vor allem dann, wenn man hinterher feststellt, daß viele nicht zu gebrauchen sind, weil einige Windungen kurzgeschlossen sind.

Dies war der Hauptgrund dafür, daß der Autor mit einer Firma in Verbindung getreten ist, die einen Bausatz mit



Innerhalb weniger Stunden läßt sich der komplette Interface-Bausatz aufbauen

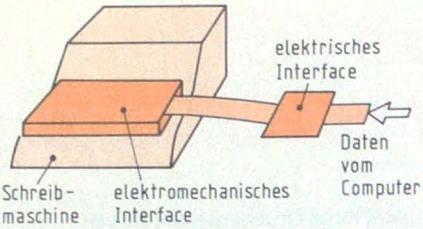


Bild 1. Die vom Computer kommenden Daten werden von einem elektrischen Interface so umgesetzt, daß man ein elektromechanisches Interface damit ansteuern kann

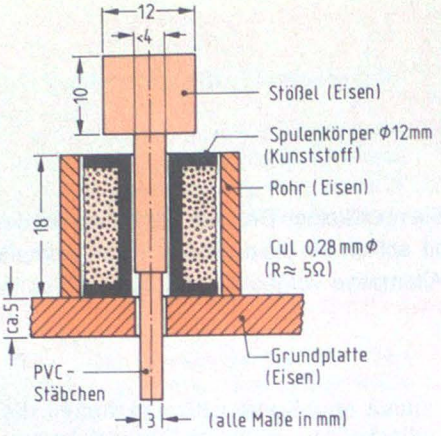


Bild 2. ▶
Mit diesem Magneten lassen sich die Tasten der meisten Schreibmaschinen betätigen. Für schwergängige Sondertasten sollte der Stößel mit seinem Eigengewicht eine gewisse „Vorspannung" erzeugen. Für Normaltasten genügt ein Eisenstift ohne Zusatzgewicht. Die optimale Eintauchtiefe im Ruhezustand ist ein wesentliches Kriterium für die erreichbare Kraft. Sie sollte mit einer Versuchsreihe ermittelt werden, bei der das PVC-Stäbchen verschieden lang gewählt wird

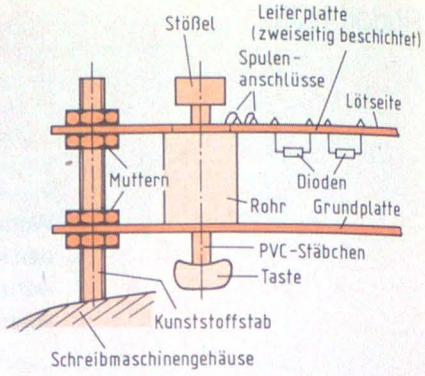


Bild 3. Ausschnitt aus der Gesamtanordnung: Auf der Leiterplatte sind die Magneten in einer Matrix verdrahtet und alle Dioden untergebracht; der Abstand zu den Tasten wird mit dem Kunststoffstab eingestellt

den geeigneten Magneten und dem gesamten mechanischen und elektrischen Aufbau herstellt.

Der Magnet

Der Idealmagnet, der auf jeden Fall alle „Zeichen"-Tasten betätigen kann, hat etwa die in *Bild 2* angegebenen Werte. Bei vielen Maschinen ist er sogar in der Lage, auch die kritischen Tasten zu bedienen. Sollte er für letztere bei 12 V nicht ausreichen, kann man durch eine höhere Spannung den Strom erhöhen. Diese Möglichkeit wird später noch näher erläutert. Wichtig für einen möglichst hohen Wirkungsgrad ist ein magnetischer Kreis, der am besten – bis auf einen „Luftspalt" – mit magnetisch gut leitendem Material geschlossen ist. Dies wird einerseits durch die Weicheisen-Grundplatte, andererseits durch das übergestülpte Rohr und den in die Spule eintauchenden Stößel (beides aus demselben Material) erreicht. Zu beachten ist, daß der Stößel nicht durchgehend aus Eisen sein darf, da er ja sonst keinen „Luftspalt" mehr freiläßt, den das magnetische Feld zu verringern sucht. Der untere Teil besteht deshalb aus einem PVC-Stäbchen, das man am besten etwas dünner wählt als den Stößel. Verbinden kann man die beiden Teile, indem man das PVC-Stäbchen in eine entsprechend große Bohrung des Stößels einpreßt. Kleben sollte man vermeiden, da sich schon geringe Reste des Klebstoffs recht störend auswirken können.

Bei den Sondertasten hat es sich als vorteilhaft erwiesen, wenn der Magnetstößel ein gewisses Eigengewicht (etwa 10 g) mitbringt. Es darf aber nicht zu hoch sein, sonst kann die Taste nicht in die Ruhestellung zurückkehren. In Bild 2 sind geeignete Maße angegeben.

Anordnung des Interface

In *Bild 3* ist ein Ausschnitt aus der Gesamtanordnung dargestellt. Man erkennt, daß auf den Magneten eine Leiterplatte aufliegt, auf der die notwendigen Dioden untergebracht sind. Außerdem sind die Spulen hier so verdrahtet, daß sich die erwähnte Matrixanordnung ergibt. An den vier Ecken der gesamten Einheit sind Kunststoffstäbe so angebracht, daß sie neben der Tastatur auf dem Schreibmaschinengehäuse aufsitzen. Um das Ganze zu fixieren, genügt ein Gummiband, das an beiden Enden des Interface befestigt und unten um den Rumpf der Maschine geschlungen wird. Eine ebenso primitive wie wirkungsvolle Methode ist es, zwei Einweckgummis ineinander zu verschlingen und die beiden Enden mit zu Ringen verlöteten Kupferdrähten an Schrauben einzuhängen, die eigens dafür vorgesehen sind. Das gesamte Interface läßt sich so mit zwei Handgriffen befestigen und wieder abnehmen (*Bild 4*). Perfektionisten werden aber sicher noch ganz andere Möglichkeiten finden.

Die Matrix

Wie schon erwähnt, werden die Magneten so angesteuert, daß jeder im Kreuzungspunkt einer Zeilenleitung mit einer Spaltenleitung liegt. Insgesamt werden je sieben Zeilen und Spalten benötigt. Damit kann man 49 Funktionen abdecken. Das Prinzip zeigt *Bild 5*. Ein Magnet wird immer dann betätigt, wenn der zugehörige Spalten- und Zeilenschalter geschlossen sind. Die Schalter werden durch Transistoren realisiert, die auf dem elektrischen Interface (Bild 1) untergebracht sind. Damit keine unerwünschten Querströme auftreten, liegt in jeder Spulenzuleitung eine Diode, die den ganzen „Arbeitsstrom" aushalten muß (1N4001). Eine weitere Diode (1N4148) dient zum Schutz der Transistoren wegen der induktiven Last. Alle Dioden – insgesamt knapp 100 Stück – sitzen auf der Verdrahtungsplatine des elektromechanischen Interface.

Eine große Schwierigkeit lag darin, die quadratische 7 x 7-Matrix auf die rechteckige Anordnung der Schreibmaschinentastatur zu übertragen. Einen brauchbaren Kompromiß, der wenigstens eine einigermaßen regelmäßige Struktur erkennen läßt, stellt *Bild 6* dar. Absichtlich wurden hier alle möglicherweise schwergängigen Tasten unter einer Spalte zusammengefaßt. Im Bedarfsfall kann man dann

So wird das Interface auf die Schreibmaschine aufgesetzt

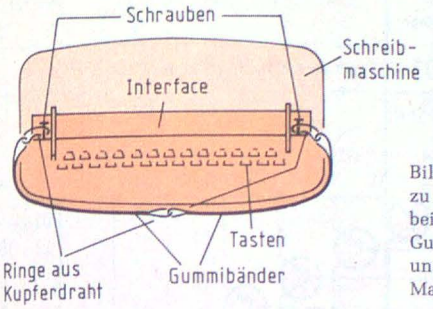


Bild 4. Um das Interface zu fixieren, kann man an beiden Seiten ein Gummiband befestigen und um den Rumpf der Maschine schlingen

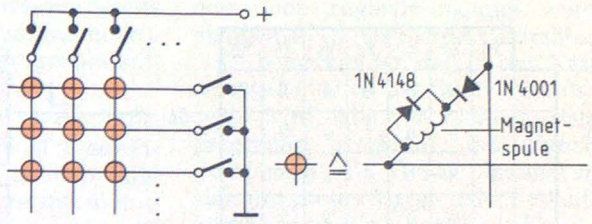


Bild 5. Nur wenn ein Zeilen- und ein Spaltenschalter geschlossen sind, wird der Magnet im Schnittpunkt von Strom durchflossen

nämlich die Spannung an dieser einen Spalte so weit erhöhen, daß genügend Kraft zur Verfügung steht.

Aus Bild 6 ergibt sich unmittelbar das Schema von *Bild 7*, und daraus leitet sich wiederum der Code ab, mit dem das elektrische Interface angesteuert wird.

Das elektrische Interface

Bild 8 zeigt die Schaltung des elektrischen Interface. Dessen Aufgabe besteht darin, den vom Computer kommenden parallelen Code (D 0...D 5) so zu decodieren, daß jeweils nur ein Spalten- und Zeilentransistor durchgeschaltet werden. Man erreicht das mit zwei BCD/Dezimal-Decodierern, an deren Eingängen das Datenwort anliegt. Die Ausgänge des Typs 7445 sind für eine maximale Spannung von 30 V und einen maximalen Strom von 80 mA ausgelegt. Im Versuchsaufbau wurden Darlingtontransistoren verwendet, damit die Stromverstärkung vor allem der NPN-Typen, die mit normalen TTL-Invertierern angesteuert werden, ausreicht. Man könnte aber auch das preiswertere Transistorenpaar BD135/136 verwenden und die Ansteuerung entsprechend ändern (statt 7404 ein Typ mit offenem Kollektor und Widerständen nach $U_{Magn.}$; Vorwiderstände der PNP-Typen kleiner). Für schwergängige Sondertasten kann man die Versorgungsspannung des entsprechenden PNP-Typs abtrennen und soweit erhöhen, bis auch sie einwandfrei betätigt werden. Wie erwähnt, wurden alle in Frage kommenden Funktionen aus diesem Grund auf dieselbe Spalte gelegt.

Üblicherweise zeigt der Computer mit einem Pegelwechsel des Strobe-Signals an, daß die angelegten Daten gültig sind und das entsprechende Zeichen ausgedruckt werden soll. Dieses Strobe-Signal wird durch ein Monoflop verlängert und den D-Eingängen der Decodierer zugeführt. Sind diese Eingänge H, dann sind alle verwendeten Ausgänge ebenfalls auf H (nicht aktiv), egal was an den Dateneingängen A...C anliegt. Die D-Eingänge wirken also wie Aktivierungseingänge. Kommt ein Strobe-Impuls an, werden für kurze Zeit die Decodierer aktiviert, und die Ausgänge steuern genau für diese Zeit einen Spalten- und Zeilentransistor an. Damit wird verhindert, daß versehentlich eine Magnetspule dauernd von Strom durchflossen wird, wenn am Strobe-Eingang ein falscher Dauerpegel anliegt.

Der Monoflop-Ausgang wird gleichzeitig als Rückmeldung für den Computer verwendet, ob der Drucker empfangsbereit ist oder nicht (Busy). Damit läßt sich ein Quittungsbetrieb (*Handshake*) realisieren, wie er allgemein üblich ist.

Die Zeitkonstante des Monoflops – sie bestimmt die Anzugsdauer des Magneten – muß experimentell ermittelt werden. In der Praxis liegt dieser Wert beim 50 ms. Das zusätzliche Monoflop und der „Shift"-Transistor sind nicht unbedingt erforderlich. Man kann darauf verzichten, wenn man die später beschriebene Art der Groß-/Klein-Umschaltung wählt.

Der Code

Der Grund dafür, warum man das Interface nicht im ASCII-Code ansteuern kann, liegt darin, daß manche Zeichen bei der Schreibmaschine „Shift" erfordern, während sie im ASCII-Code ohne Shift dargestellt werden und umgekehrt.

Man muß deshalb eine Codierung vornehmen, an der eindeutig erkennbar ist, ob es sich um ein Zeichen handelt, das mit oder ohne Betätigung der Shift-Taste gedruckt wird. Der Code muß außerdem so ausgelegt sein, daß jedes Zeichen dem bereits festgelegten Matrixschnittpunkt von Bild 7 entspricht. *Bild 9* zeigt die Zuordnung von

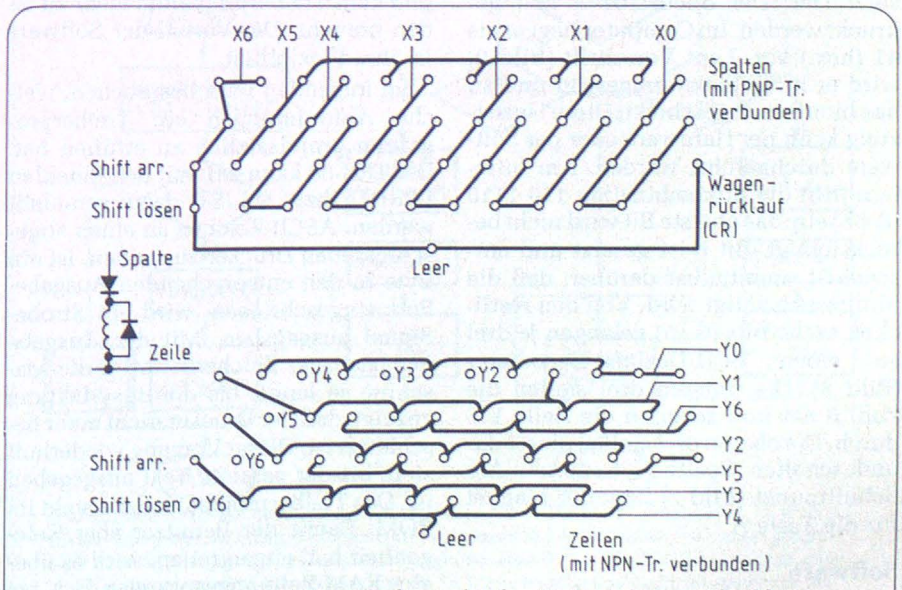


Bild 6. Zuordnung der Tasten zu Spalten und Zeilen: Die Verdrahtung wird auf der in Bild 3 erkennbaren Leiterplatte vorgenommen

Zeilen \ Spalten	X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6
Y0	'	+	8	6	4	ß	2
Y1	ü	o	u	t	e	9	1
Y2	ö	k	h	f	s	7	9
Y3	.	m	b	c	y	5	Sha.
Y4	–	,	n	v	x	3	BL*
Y5	ä	l	j	g	d	w	CR*
Y6	„←“*	p	i	z	r	a	Sh.l.

* BL = Leer; CR = Wagenrücklauf; „←“ = Rücktaste

Bild 7. Diese Zuordnung der Tasten ergibt sich aus Bild 6 (für Gabriele 2000, Triumph/Adler)

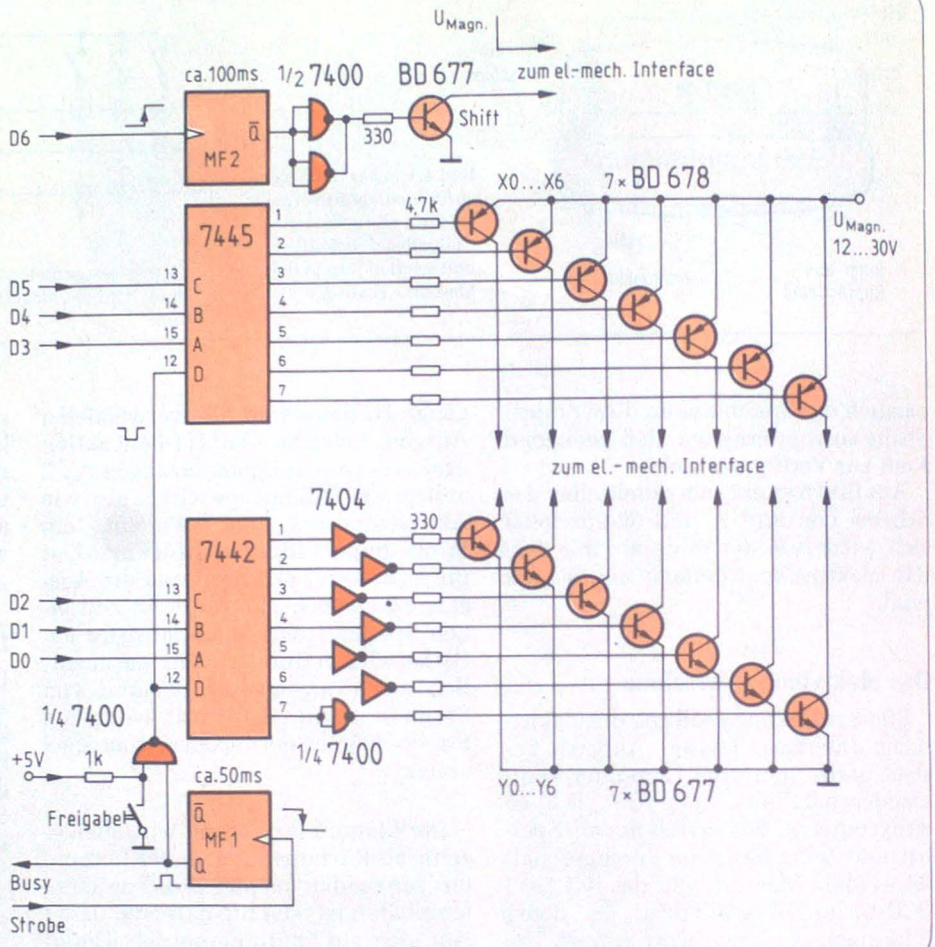


Bild 8. ▶ Schaltung des elektrischen Interface: Die Shift-Taste muß nicht gesondert verdrahtet werden. Man kann D6 auch weglassen und die Groß/Klein-Umschaltung mit Hilfe der Tasten „Shift-Arretierung“ und „Shift lösen“ vornehmen. In diesem Fall erhalten die beiden Funktionen je eine Bitkombination der Eingänge D 0...D 5 zugewiesen

ASCII-Code und Drucker-Code. Das Erkennungsmerkmal für ein Zeichen mit Shift ist, daß Bit 6 (im Drucker-Code) gesetzt ist. Am besten macht man sich den Weg eines Zeichens an einem Beispiel klar: Der Buchstabe A soll gedruckt werden. Im Computer liegt er als 41 (hex.) vor. Laut Vorschrift (Bild 9) wird er in 6E (hex.) umgesetzt und an das Interface abgeschickt. Diese Umsetzung kann per Hardware oder per Software durchgeführt werden. Am Interface trifft die Bitkombination 110 1110 (≙ 6E) ein; das oberste Bit wird nicht berücksichtigt. Bit 6 ist gesetzt und entscheidet unmittelbar darüber, daß die Shifttaste betätigt wird. Von den restlichen sechs Bits (0...5) gelangen je drei an einen BCD/Dezimal-Decodierer (Bild 8). Die unteren drei stellen die Zahl 6 dar und schalten die Zeile Y 6 durch. Die oberen drei stellen eine 5 dar und schalten Spalte X 5 durch. Am Schnittpunkt (Bild 7) liegt der Magnet für die Taste A.

Software

Wie angedeutet, kann man die Code-Umsetzung von zusätzlicher Hardware oder von Software durchführen lassen. Die Hardware-Lösung hat den Vorteil, daß man die Schreibmaschine mit dem Interface dann wie einen Standarddrucker anschließen kann und kein Treiberprogramm mehr zu laden braucht. Der Vorteil der Software ist ihre Flexibilität.

Im folgenden wird besprochen, welche Anforderungen ein Treiberprogramm grundsätzlich zu erfüllen hat. Der TRS-80 kann z.B. mit den Befehlen LPRINT bzw. LLIST dazu veranlaßt werden, ASCII-Zeichen an einen angeschlossenen Drucker zu senden. Ist ein Byte in den entsprechenden Ausgabe-Port eingeschrieben, wird ein Strobe-Signal ausgegeben. Mit der Ausgabe des nächsten Zeichens wartet die Maschine so lange, bis die Busy-Leitung anzeigt, daß der Drucker nicht mehr beschäftigt ist. Dieser Vorgang wiederholt sich, bis der gesamte Text ausgegeben ist. Das Treiberprogramm dazu steht im ROM. Damit der Benutzer aber Gelegenheit hat, einzugreifen, wird es über eine RAM-Zelle angesprungen. D. h. bei jedem Druckbefehl holt sich der Computer die Anfangsadresse des Treiberprogramms aus dieser RAM-Zelle. Ändert man ihren Inhalt, dann springt der Computer z. B. auf das Treiberprogramm des Benutzers. Normalerweise legt man den eigenen Treiber an das Ende des RAM-Bereichs, der dafür reserviert wird. Um die ganzen Organisationsprobleme (Zeilenende erreicht?, Steuerzeichen? usw.) zu umgehen, kann man folgendermaßen vorgehen:

– Der ursprüngliche Treiber im ROM wird in einen RAM-Bereich verlegt.
– Die Sprungadresse wird so geändert, daß sie auf den neuen Anfang zeigt.
– Alle Schreiboperationen zum Port, an dem der Drucker hängt, werden durch einen Unterprogramm-Aufruf ersetzt.

Das Unterprogramm (*Bild 10*) ist der einzige Teil, den man selber schreiben muß. Er hat im wesentlichen die Aufgabe, den ASCII-Code, der ursprünglich zum Drucker geschickt werden sollte, durch den Drucker-Code für die Schreibmaschine zu ersetzen und den dann auszugeben.

Wie aus dem Flußdiagramm ersichtlich, beginnt das Programm mit einer Verzögerung von 50 ms (die Zeitangaben können je nach Schreibmaschine

Zeichen gr.	Zeichen kl.	Drucker (hex.) gr.	Drucker (hex.) kl.	ASCII (hex.) gr.	ASCII (hex.) kl.
\	´	40	00	–	–
Ü	ü	41	01	–	–
Ö	ö	42	02	–	–
!	.	43	03	21	2E
'	–	44	04	27	2D
Ä	ä	45	05	–	–
←	←	46	06	08	08
/	+	48	08	2F	2B
O	o	49	09	4F	6F
K	k	4A	0A	4B	6B
M	m	4B	0B	4D	6D
?	,	4C	0C	3F	2C
L	l	4D	0D	4C	6C
P	p	4E	0E	50	70
–	8	50	10	–	38
U	u	51	11	55	75
H	h	52	12	48	68
B	b	53	13	42	62
N	n	54	14	4E	6E
J	j	55	15	4A	6A
I	i	56	16	49	69
(	6	58	18	28	36
T	t	59	19	54	74
F	f	5A	1A	46	66
C	c	5B	1B	43	63
V	v	5C	1C	56	76
G	g	5D	1D	47	67
Z	z	5E	1E	5A	7A
%	4	60	20	25	34
E	e	61	21	45	65
S	s	62	22	53	73
Y	y	63	23	59	79
X	x	64	24	58	78
D	d	65	25	44	64
R	r	66	26	52	72
:	ß	68	28	3A	–
§	9	69	29	–	39
)	7	6A	2A	29	37
&	5	6B	2B	26	35
=	3	6C	2C	3D	33
W	w	6D	2D	57	77
A	a	6E	2E	41	61
"	2	70	30	22	32
;	1	71	31	3B	31
Q	q	72	32	51	71
Sh.a.	Sh.a.	73	33	–	–
BL	BL	74	34	20	20
CR	CR	75	35	0D	0D
Sh.l.	Sh.l.	76	36	–	–

Bild 9. Drucker-Code (für Gabriele 2000) und die entsprechenden ASCII-Verschlüsselungen: Diese Tabelle ist die Grundlage für die Code-Umsetzung, die das Treiberprogramm ausführen muß. Für Zeichen ohne ASCII-Äquivalent kann man ähnlich aussehende ASCII-Zeichen verwenden, z. B. $ für §, a für ä, # für ü, Ø für ö. Umgekehrt weist man der Null das „O" zu und dem Malzeichen das „x"

variieren). Das ist die Beruhigungszeit für den vorher betätigten Magneten. Es folgt die Code-Wandlung. Man nimmt sie am besten mit einer Tabelle entsprechend Bild 9 vor. Änderungen kann man damit am bequemsten durchführen.

Falls es sich beim auszugebenden Zeichen um Wagenrücklauf handelt, wird der Code dafür ausgegeben, und nach einer Verzögerung von ca. 0,5 s springt der Computer in das Hauptprogramm zurück. Liegt ein anderes Zeichen vor (Steuerzeichen werden bereits vom Hauptprogramm ausgesondert), wird ein weiteres Unterprogramm aufgerufen.

Hier wird entschieden, ob die Shift-Taste betätigt wird oder nicht. Eine einfache Möglichkeit bestünde darin, alle Bits außer Bit 6 auf Null zu setzen und das Byte auszugeben, falls es nicht null ist. Damit würde man die Shift-Taste betätigen. Nach einer gewissen Zeit (z.B 50 ms) könnte man den eigentlichen Code hinterherschicken und würde damit das gewünschte Zeichen anschlagen. Der Nachteil ist offensichtlich: Bei jedem Großbuchstaben wird die Shift-Taste betätigt und wieder losgelassen.

Besser ist es, die im Flußdiagramm dargestellte Methode anzuwenden. Sie benutzt die Shift-Arretierungs-Taste und deren Gegenstück (Shift lösen). Damit wird nur umgeschaltet, wenn ein Wechsel von Groß auf Klein oder umgekehrt auftritt. Der Computer merkt sich den augenblicklichen Modus mit Hilfe einer RAM-Zelle, Großflag genannt. Die Verzögerungszeiten am Ende jeden Zweiges müssen so eingestellt werden, daß sich der Wagen bzw. Kugelkopf mit Sicherheit beruhigt hat. Verfährt man nach dieser Methode, dann kann man auf die gesonderte Ansteuerung der Shift-Taste verzichten. Die beiden Umschalter „Shift arret." und „Shift lösen" erhalten einfach einen Code zugewiesen und werden demgemäß in der Matrix verdrahtet.

Zu bemerken ist, daß in den Kästen „Ausgabe" auch der Strobe-Impuls erzeugt wird, falls dies nicht im Hauptprogramm geschieht. Bei manchen Computern (z.B. TRS-80) braucht man sich um dieses Signal jedoch nicht zu kümmern, da es vom Schreibsignal für den Ausgabe-Port hardwaremäßig abgeleitet wird. In ähnlicher Weise kann man Treiber von Textverarbeitungsprogrammen modifizieren, so daß man einen Schreibautomaten mit jeglichem Komfort erhält.

Erfahrungen

Der Autor hat das Interface an einer sehr preiswerten Maschine (Triumph/Adler Gabriele 2000, Ladenpreis etwa 500 DM) getestet. Die maximale Geschwindigkeit lag bei ca. 10 Anschlägen/s. Für einen sicheren Betrieb sollte man sich aber auf etwa 7 Anschläge/s beschränken. Mit Kugelkopfmaschinen läßt sich die Geschwindigkeit noch erheblich steigern. Das erwähnte Modell wurde ausgewählt, weil es besonders leichtgängige Tasten hat. Darauf sollte man achten, wenn man eine Maschine kauft.

Ein kompletter Bausatz ist vom Autor erhältlich (Ismaninger Straße 156, 8000 München 80). Passende Treiberprogramme für gängige CPU-Typen folgen in den nächsten Heften.

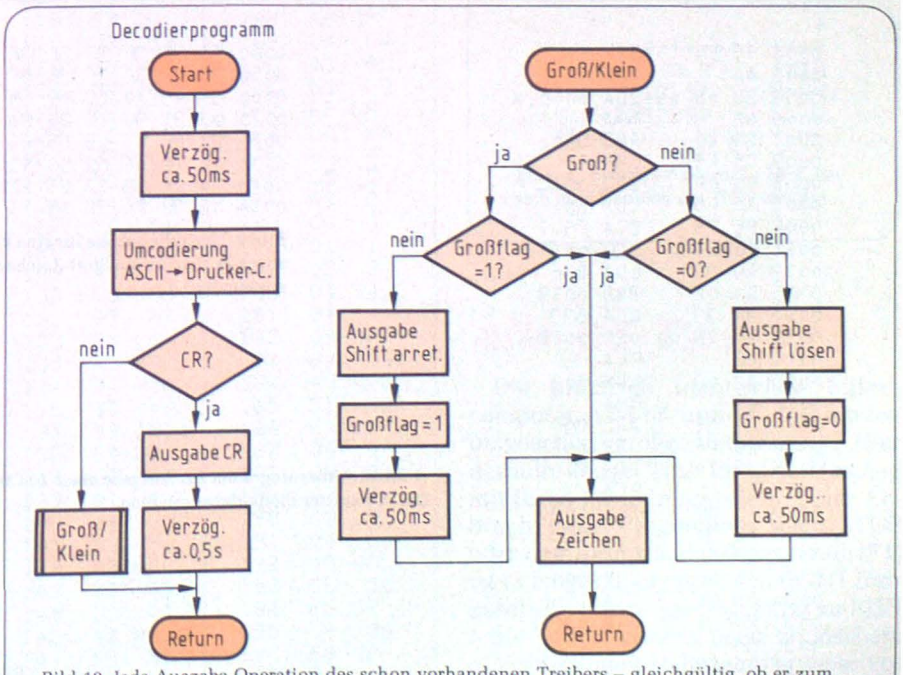


Bild 10. Jede Ausgabe-Operation des schon vorhandenen Treibers – gleichgültig, ob er zum BASIC-Interpreter, zu einem Textverarbeitungsprogramm oder zu einem Assembler gehört – wird durch einen Sprung auf dieses Unterprogramm ersetzt. Statt Groß/Klein kann man auch eine Routine verwenden, mit der man erst die Shifttaste betätigt und ca. 50 ms später den Zeichen-Code folgen läßt. Empfehlenswert ist das, wenn die Shift-Arretierungs-Taste sehr schwergängig ist.

6502-Routine zur Schreibmaschinen-Ansteuerung

Anhand eines praktisch ausgeführten Beispiels wird deutlich, wie einfach die Software für die Ansteuerung des auf Seite 85 beschriebenen Schreibmaschinen-Interface ist. Die in *Bild 1* disassemblierte 6502-Routine gestattet sogar noch eine Vereinfachung der Interface-Hardware: Das Monoflop 74123 kann ersatzlos entfallen. Die Leitung zwischen den Nand-Gatter und den D-Eingängen der ICs 7442 und 75145 ist aufzutrennen, letztere können direkt mit dem Anschluß PB7 des Mikrocomputers verbunden werden. (In der Praxis führte das Monoflop ohnehin mehrmals zu Problemen, weil es offenbar auch durch kurze und leider manchmal unvermeidliche Störimpulse getriggert wird.)

Die Ansteuerung der Interface-Leitungen D0...D5 erfolgt über die Mikrocomputer-Ausgänge PB0...PB5. Der schon erwähnte PB7 gibt den Magnetstromkreis frei, solange er auf Low-Pegel liegt. PB6 bleibt unbenutzt, und zusätzlich sind nur noch Leitungen für Masse, + 5 V und + 18...26 V (Magnetspannung) erforderlich. Alle Zeitkonstanten werden vom Programm bestimmt:

Adresse	*Inhalt*
001E	Dauer des Tastendrucks
0026	Kurze Erholzeit
002B	Lange Erholzeit

Die kurze Erholzeit wird bei allen Buchstaben- und Zifferntasten verwendet. Nur die Tasten „Return" (Wagenrücklauf) und „Backspace" (Rücktaste) sind in der Umcodiertabelle von *Bild 2* durch eine Eins im höchstwertigen Bit gekennzeichnet und werden mit der längeren Erholzeit ausgegeben, um den größeren Zeitbedarf der Mechanik bei diesen Tasten zu berücksichtigen.

Die Shift-Funktion wird hier durch die Shift-Arretiertaste (Code: Adresse 0018) und die Shift-Taste (Adresse 0014) ausgeführt. Die Adressenbelegung entspricht dem Mikrocomputer KIM-1, bei dem das Port-A-Register bei 1700 und das Port-A-Richtungsregister bei 1701 liegt. Da die Routine in Bild 1 nur ein ASCII-Zeichen ausdruckt, zeigt *Bild 3* ein kleines Testprogramm, mit dem man vom ASCII-Terminal aus auf der Schreibmaschine schreiben kann. Es holt ein Zeichen von der Terminal-Tastatur, schaltet alle Leitungen von Port A als Ausgang und gibt das Zeichen umcodiert an das Interface aus.

Die Codierung in Bild 3 entspricht einer deutschen Schreibmaschine („Gabriele" von Triumph-Adler). Das Bit 6 der Tabellenbytes gibt an, ob es sich um ein Shift-Zeichen handelt. Das Unterprogramm selbst läßt sich in jeden beliebigen Speicherbereich transferieren, wenn man alle dritten Bytes bei Drei-Byte-Befehlen von 00 auf die neue Page ändert. Da keine Timer-Funktionen verwendet werden, ist eine Änderung auf andere Mikrocomputer (AIM-65, SYM-1, PET-2001 usw.) mit keinerlei Problemen verbunden. Ein kleiner Programmiertrick findet sich bei 0033: Hier wird ein Unterprogrammsprung mit anschließendem Rücksprung dafür verwendet, eine Verzögerung um 12 Maschinenzyklen zu erreichen. Fe.

```
0000 86 F4     STX F4
0002 AA        TAX
0003 BD 40 00  LDA 0040,X
0006 48        PHA
0007 29 40     AND #40
0009 C5 F5     CMP F5
000B F0 0F     BEQ 001C
000D A6 F5     LDX F5
000F 85 F5     STA F5
0011 F0 04     BEQ 0017
0013 A9 36     LDA #36
0015 D0 02     BNE 0019
0017 A9 33     LDA #33
0019 20 1D 00  JSR 001D
001C 68        PLA
001D A2 08     LDX #08
001F 48        PHA
0020 29 3F     AND #3F
0022 20 2E 00  JSR 002E
0025 A2 10     LDX #10
0027 68        PLA
0028 10 02     BPL 002C
002A A2 30     LDX #30
002C A9 FF     LDA #FF
002E A0 00     LDY #00
0030 8D 00 17  STA 1700
0033 20 3E 00  JSR 003E
0036 88        DEY
0037 D0 F7     BNE 0030
0039 CA        DEX
003A D0 F4     BNE 0030
003C A6 F4     LDX F4
003E 60        RTS
```

◄ Bild 1. Unterprogramm zur Ausgabe eines ASCII-Zeichens auf der Schreibmaschine. Das X-Register bleibt dabei erhalten

```
0040 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F C6 34 3F 3F 3F B5 3F 3F
0050 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F
0060 34 43 70 6C 69 60 6B 44 58 6A 24 08 0C 04 03 48
0070 09 31 30 2C 20 2B 18 2A 10 29 68 71 0A 6C 1D 4C
0080 2E 6E 53 5B 65 61 5A 5D 52 56 55 4A 4D 4B 54 49
0090 4E 72 66 62 59 51 5C 6D 64 63 5E 45 42 34 40 28
00A0 34 2E 13 1B 25 21 1A 1D 12 16 15 0A 0D 0B 14 09
00B0 0E 32 26 22 19 11 1C 2D 24 23 1E 05 02 34 01 46
```

Bild 2. Umcodiertabelle für eine deutsche Schreibmaschinentastatur. Bit 6 gibt an, ob es sich um ein Shift-Zeichen handelt, und Bit 7, ob eine längere Erholzeit notwendig ist

Bild 3. ► Einfaches Testprogramm zum Schreiben auf der Maschine vom ASCII-Terminal aus; Startadresse ist 00C0

```
00C0 20 5A 1E  JSR 1E5A
00C3 A0 FF     LDY #FF
00C5 8C 01 17  STY 1701
00C8 20 00 00  JSR 0000
00CB 4C C0 00  JMP 00C0
```

TI-59 plottet Funktionen

Das nachfolgend beschriebene TI-59-Programm gibt Datenpunkte auf dem Drucker PC-100 als Graph aus. Dabei wird automatisch der Maßstab so gewählt, daß der vorhandene Platz von 20 Zeichen pro Zeile optimal ausgenutzt wird.

In der in *Bild 1* aufgelisteten Programmversion sind maximal 50 Dateneingaben zulässig. Werden mehr gebraucht, so läßt sich dies leicht verwirklichen, indem man die Speicherbereichsverteilung z. B. auf 239.89 ändert, die Adressen der Hinweisregister (50...54) z. B. auf 85...89 verschiebt und die Schritte 20 und 21 ändert.

Der Gebrauch ist recht einfach: Nach dem Eingeben des Programms drückt man E; damit ist der Rechner vorbereitet und die Dateneingabe kann beginnen. Hierzu wird der Wert eingegeben und die Taste A gedrückt; danach wird die Anzahl der bisher eingegebenen Datenpunkte angezeigt. Sind alle Werte gespeichert, so wird nach Betätigen der Taste B der Graph ausgedruckt. Ferner werden der kleinste und größte Wert sowie . der Mittelwert angegeben (*Bild 2*).

Rainer Maaß

000	76	LBL	050	55	÷	100	54	)	150	24	CP
001	15	E	051	01	1	101	00	0	151	43	RCL
002	47	CMS	052	22	INV	102	42	STO	152	55	÷
003	22	INV	053	44	SUM	103	50	IND	153	22	INV
004	86	STF	054	50	IND	104	04	4	154	49	PRD
005	01	01	055	43	RCL	105	07	7	155	56	)
006	91	R/S	056	52	EE	106	04	4	156	69	OP
007	76	LBL	057	32	X↕T	107	07	7	157	05	05
008	11	A	058	73	RC*	108	04	4	158	69	OP
009	87	IFF	059	50	IND	109	07	7	159	00	00
010	01	01	060	22	INV	110	04	4	160	04	4
011	23	LNX	061	77	GE	111	07	7	161	05	5
012	72	ST*	062	00	00	112	04	4	162	03	3
013	50	IND	063	66	66	113	07	7	163	00	0
014	01	1	064	42	STO	114	69	OP	164	02	2
015	44	SUM	065	52	EE	115	01	01	165	04	4
016	50	IND	066	43	RCL	116	69	OP	166	03	3
017	43	RCL	067	53	(	117	02	02	167	01	1
018	50	IND	068	32	X↕T	118	69	OP	168	69	OP
019	32	X↕T	069	73	RC*	119	03	03	169	04	04
020	04	4	070	50	IND	120	69	OP	170	43	RCL
021	09	9	071	77	GE	121	04	04	171	53	(
022	22	INV	072	00	00	122	69	OP	172	69	OP
023	77	GE	073	76	76	123	05	05	173	06	06
024	23	LNX	074	42	STO	124	73	RC*	174	04	4
025	43	RCL	075	53	(	125	50	IND	175	05	5
026	50	IND	076	01	1	126	44	SUM	176	03	3
027	91	R/S	077	22	INV	127	56	)	177	00	0
028	76	LBL	078	44	SUM	128	75	-	178	01	1
029	23	LNX	079	50	IND	129	43	RCL	179	03	3
030	86	STF	080	43	RCL	130	53	(	180	04	4
031	01	01	081	50	IND	131	95	=	181	04	4
032	43	RCL	082	32	X↕T	132	55	÷	182	69	OP
033	50	IND	083	01	1	133	43	RCL	183	04	04
034	94	+/-	084	94	+/-	134	54	)	184	43	RCL
035	34	√x	085	22	INV	135	95	=	185	52	EE
036	33	x²	086	67	EQ	136	59	INT	186	69	OP
037	91	R/S	087	00	00	137	69	OP	187	06	06
038	76	LBL	088	55	÷	138	07	07	188	06	6
039	12	B	089	43	RCL	139	01	1	189	07	7
040	25	CLR	090	52	EE	140	44	SUM	190	69	OP
041	43	RCL	091	75	-	141	50	IND	191	04	04
042	00	00	092	43	RCL	142	43	RCL	192	43	RCL
043	42	STO	093	53	(	143	50	IND	193	56	)
044	52	EE	094	95	=	144	32	X↕T	194	69	OP
045	42	STO	095	55	÷	145	43	RCL	195	06	06
046	53	(	096	01	1	146	55	÷	196	69	OP
047	43	RCL	097	09	9	147	22	INV	197	00	00
048	50	IND	098	95	=	148	67	EQ	198	98	ADV
049	42	STO	099	42	STO	149	01	01	199	98	ADV
									200	98	ADV
									201	91	R/S

Bild 1. Programmauflistung zum Darstellen von Datenpunkten auf dem Drucker des TI-59

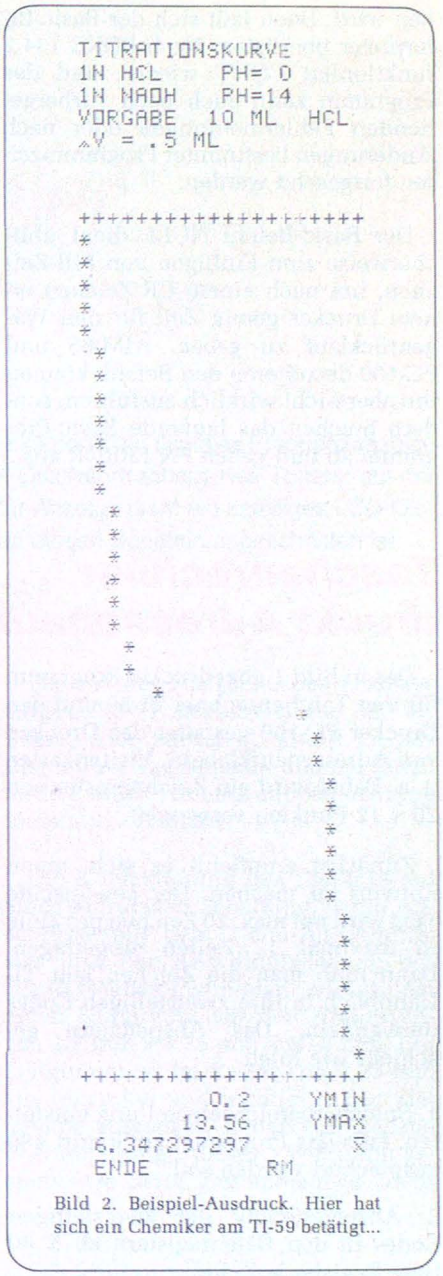


Bild 2. Beispiel-Ausdruck. Hier hat sich ein Chemiker am TI-59 betätigt...

AIM-65-Tips

Die praktisch identischen Mikrocomputer AIM-65 und PC-100 fanden inzwischen große Verbreitung. Hier deshalb einige Tips für den Umgang mit ihren Basic-Interpretern. Beim Abbruch eines Programmes nach STOP oder dem Drücken der Break-Taste (F1) ist es möglich, es später mit CONT fortzusetzen, ohne – im Gegensatz zu RUN – die Variablenwerte dabei zu löschen.

Vertippt man sich dummerweise vor dem CONT-Befehl, so handelt man sich zunächst einen SN ERROR (Syntaxfehler) ein, nach dem sich der CONT-Befehl nicht mehr anwenden läßt, weil nach CONT sofort CN ERROR ausgege-

ben wird. Doch läßt sich der Basic-Interpreter überlisten: Nach POKE 134,2 funktioniert CONT wieder, und das Programm kann auch nach vorhergehenden Fehlermeldungen oder nach Änderungen bestimmter Programmzeilen fortgesetzt werden.

Der Basic-Befehl NULL dient üblicherweise zum Einfügen von Fill-Zeichen, um nach einem CR-Zeichen einem Drucker genug Zeit für den Wagenrücklauf zu geben. AIM-65 und PC-100 decodieren den Befehl, können ihn aber nicht wirklich ausführen, sondern brechen das laufende Basic-Programm ab und geben FN ERROR aus.

Wie man in einem Basic-Programm Variablen, d.h. Texte und Zahlenwerte auf Kassette abspeichern und wieder laden kann, war bereits in Heft 1/1980 unter dem Titel „Basic-Texteditor" beschrieben. Es ist sogar möglich, mit dem AIM-Texteditor (im Monitor-ROM) Texte zu editieren, auf Kassette zu bringen und von Basic her zu laden. Aber: Die Texte dürfen keine Kommas und Doppelpunkte enthalten, da diese beiden Zeichen zur Trennung von Variablen dienen. Aus diesem Grund ist es leider (!) nicht möglich, ein komplettes Basic-Programm in String-Variablen einzulesen und per Basic-Editor zu editieren. Fe.

Taschenrechner druckt Adressenaufkleber

Das in *Bild 1* abgedruckte Programm für den Taschenrechner TI-59 und den Drucker PC-100 gestattet das Drucken von Adressenaufklebern, Visitenkarten u. a. Dabei wird ein Zeichenraster von 20 x 12 Punkten verwendet.

Zunächst empfiehlt es sich, einen Entwurf zu machen. Der gewünschte Text wird mit max. 20 Zeichen pro Zeile in maximal 12 Zeilen eingetragen. Dann muß man die Zeichen laut TI-Handbuch in ihre zweistelligen Codes umwandeln. Das Abspeichern geschieht wie folgt:

1. Speicherbereichseinstellung einstellen, falls das Programm ab Schritt 480 gespeichert werden soll.

2. Abspeicherung der zweistelligen Codes in den Datenregistern ab R 00 (vier Register je Zeile).

```
F U N K S C H A U
   -REDAKTION-

POSTFACH 370120

D 8000 MUENCHEN 37
==================

DEUTSCHLAND
***********
```

Bild 2. Beispiel eines Adressen-Ausdrucks

3. Nummer des letzten benutzten Datenspeichers in R 49 eingeben.

4. Programm einlesen. Die Version ab 480 hat den Vorteil, daß Text und Programm auf einer Magnetkarte (Block 3 und 4) gespeichert werden kann.

```
000  76 LBL   017  44 SUM   034  32 X:T
001  11  A    018  48  48   035  43 RCL
002  25 CLR   019  73 RC*   036  48  48
003  69 DP    020  48  48   037  67  EQ
004  00  00   021  69 DP    038  12  B
005  73 RC*   022  03  03   039  01  1
006  48  48   023  01  1    040  44 SUM
007  69 DP    024  44 SUM   041  48  48
008  01  01   025  48  48   042  11  A
009  01  1    026  73 RC*   043  76 LBL
010  44 SUM   027  48  48   044  12  B
011  48  48   028  69 DP    045  98 ADV
012  73 RC*   029  04  04   046  98 ADV
013  48  48   030  69 DP    047  00  0
014  69 DP    031  05  05   048  42 STO
015  02  02   032  43 RCL   049  48  48
016  01  1    033  49  49   050  11  A
```

Bild 1. TI-59-Programm zum Anfertigen von Adressenaufklebern mit dem Drucker PC-100

5. Druckausgabe mit Taste A starten.

6. Ist die gewünschte Zahl von Exemplaren gedruckt, das Programm mit der Taste R/S anhalten.

Bild 2 zeigt ein Druckbeispiel.

Hans Gustav Telgmann, Salvador/Brasilien

µC-Nachrichten

Einen 4-bit-Prozessor für *weniger als* **5 US-Dollar** (in Hunderter-Stückzahlen) baut National Semiconductor in zwei Versionen als ROM-lose Mikro-Controller in der N-Kanal-MOS-Technologie und in 40-Pin-Gehäusen. Typische Anwendungen sind Uhren, Schaltuhren, Programmsteuerungen, Kfz-Elektronik, kleine Rechner und elektronische Spiele.

□

Nach Mostek fertigt nun auch Zilog einen **Prototyp-Prozessor,** dessen Gehäuse auf der Oberseite eine EPROM-Fassung enthält. Der Z-8-03 MPE (Mikrocomputer Protopack Emulator), eine ROM-lose Version des Einchip-Mikrocomputers Z-8, dient zur Entwicklung von Programmen zusammen mit einem 2716-EPROM.

□

Nach einer Vereinbarung mit der Western Digital Co. wird **Siemens nun auch Flopy-Disk-Controller** liefern, die zur Typenfamilie WD 176 X gehören. Das Abkommen schließt auch Bausteine ein, die erst noch entwickelt werden. Bei dieser Gelegenheit wurde auch mitgeteilt, daß von den 1,2 Mrd. DM Umsatz des Siemens-Bauelemente-Bereiches rund 500 Mio. DM auf Lieferungen an das eigene Unternehmen entfallen.

□

Texas Instruments stellte kürzlich drei neue ICs für die **Ton- und Geräuscherzeugung** in Mikrocomputer-Systemen vor. SN 76487 N und SN 76488 N sind in IIL-Technik gefertigte Generatoren, die analoge und digitale Schaltungselemente auf einem Chip enthalten. Der Tonerzeugungs-Controller SN 76489 N dient als Interface zu 8- oder 16-bit-Mikrocomputersystemen.

Helmut Bichler, Peter Krüger

Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger

Der Baustein SDA 5680 enthält die gesamte Elektronik zur digitalen Frequenzanzeige bei Rundfunkempfängern. Er verarbeitet die Oszillatorfrequenz des Tuners; auf der Anzeige erscheint die Empfangsfrequenz. Zur Anzeige dient ein 5stelliges LCD-Display im Multiplexbetrieb, welches speziell auf diesen Baustein zugeschnitten ist.

Funktionsweise des ICs

Den Aufbau des SDA 5680 zeigt *Bild 1* als Blockschaltbild mit der erforderlichen Außenbeschaltung. Die Oszillatorfrequenz des UKW-Tuners wird über einen Kondensator an den Eingang „UKW" (Pin 2) gelegt, der LMK-Oszillator an den Eingang „O1" (Pin 4). Bei Kurzwellenbereichen mit Doppelüberlagerung wird der zweite KW-Oszillator zusätzlich an den Eingang „O2" (Pin 5) gelegt.

Der Steuerungsblock wird statisch von den Eingängen B1, B2 und ZF programmiert. Seinen Takt erhält er von der heruntergeteilten Quarzfrequenz.

Die Frequenz des ausgewählten Tuneroszillators wird über einen Vorteiler auf eine Frequenz herabgesetzt, die der Vor-Rückwärtszähler verarbeiten kann.

Eigenschaften

Der Zähler SDA 5680 läßt sich für Frequenzbereiche von Langwelle bis Ultrakurzwelle verwenden. Die 5stellige Anzeige ergibt bei UKW eine Auflösung von 10 kHz, bei allen anderen Bereichen von 1 kHz. Die Anzeigegenauigkeit ist selbst für hochwertige Hi-Fi-Geräte ausreichend genau, da die Torzeit des Zählers von einem 4-MHz-Quarz abgeleitet wird. Durch das Minimum an externen Bauteilen sind die Störquellen fast eliminiert. Die verbleibenden Störfaktoren sind:

Das LCD-Display mit einer Rechteck-Spannung und Stromamplituden im Bereich von Mikroampere. Zur Abschirmung dieses überwiegend statischen Feldes reicht der Einbau in ein Alugehäuse.

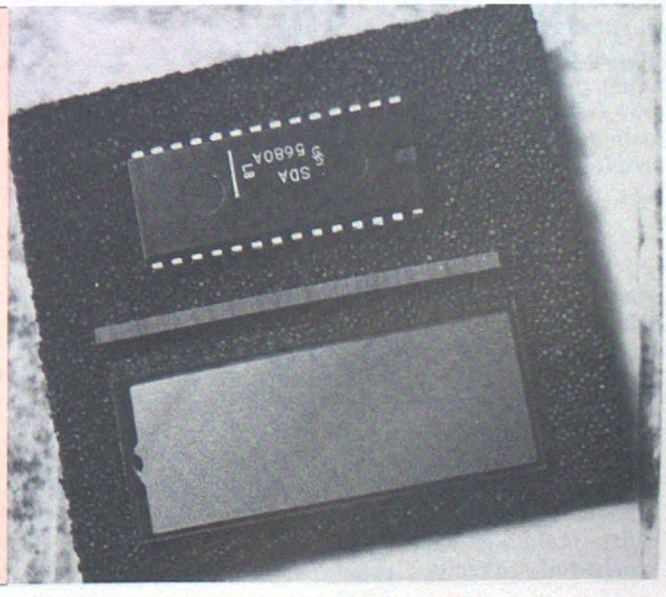
Der Quarzoszillator erzeugt im Abstand von 4 MHz Oberwellen. Ein Kondensator parallel zu den Anschlüssen Qu1 und Qu2 (Pins 10 und 11) vermindert die Oberwellenstörungen. Die Zuleitung der Oszillatorfrequenzen muß mit abgeschirmter Leitung (Koaxial-Kabel) erfolgen. Wenn die Ausgänge des Tuneroszillators nicht rückwirkungsfrei sind, ist eine Transistortrennstufe notwendig (*Bild 2*). Bei UKW ist keine Trennstufe erforderlich.

Das LCD-Display und seine Ansteuerung

Die 3-Schritt-Multiplexansteuerung des Displays macht es möglich, alle 39 Segmente mit nur 17 Anschlüssen anzusteuern.

Die auf der Rückseite des Displays aufgeklebte Polarisationsfolie ist als Transflektor ausgelegt. Damit ist das Display am Tag reflektiv und bei Nacht mittels einer Hintergrundbeleuchtung transmittiv ablesbar.

Die Kontaktierung des Displays auf einer gedruckten Schaltung, deren Anschlüsse mit dem 2-mm-Anschlußraster und der Anschlußbelegung des Displays übereinstimmen, erfolgt über einen Leitgummi mit den Abmessungen 1,5 mm x 1,25 mm x 50,8 mm. Der Leitgummi ist im Raster von 0,25 mm aus leitenden und nichtleitenden Elementen aufgebaut, so daß eine genaue Positionierung dieses Verbindungselementes beim Zusammenbau nicht



Die erforderlichen Spezialbauteile: oben im Bild das LCD-Display FAN 5132 T, unten der Zählerbaustein SDA 5680; dazwischen der lamellierte Leitgummi zur Kontaktierung des Displays auf der Leiterplatte (Foto: Knoll)

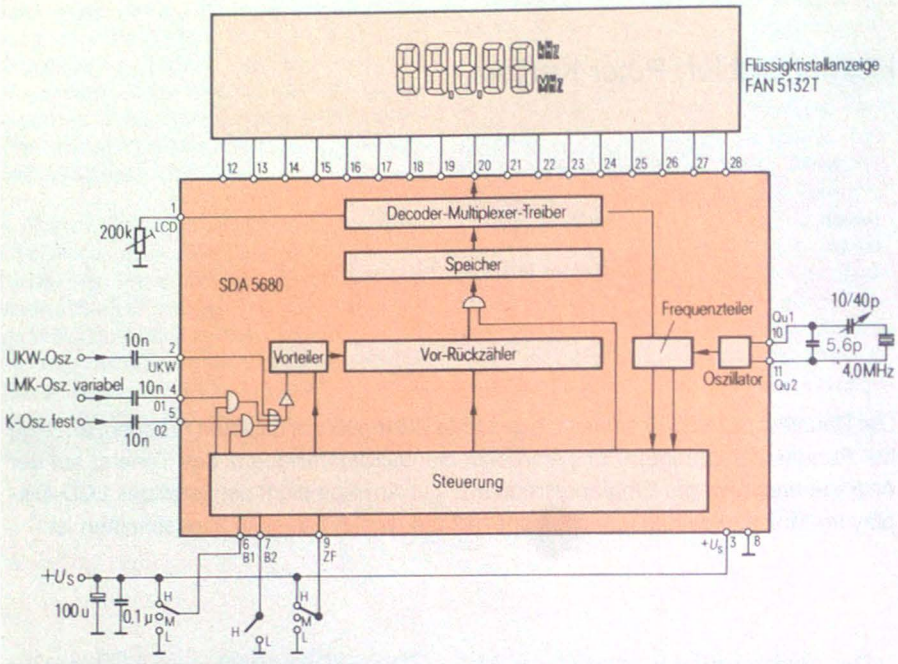


Bild 1. Blockschaltbild des SDA 5680 mit der erforderlichen externen Beschaltung

Die Schwellspannung U_o des Displays, ausschlaggebend für Sichtwinkel und Kontrast, ist mit –10 mV/K temperaturabhängig, jedoch wird dieser Temperaturgang zum Teil vom Ansteuerbaustein kompensiert. Im Betriebstemperaturbereich von 10°C bis 50°C ist eine Spannungsnachregelung von U_o nicht erforderlich. Ist jedoch ein vergrößerter Betriebstemperaturbereich erwünscht, besteht die Möglichkeit, über den Pin 1 (LCD) des SDA 5680 die Spannung temperaturabhängig, z. B. mit einem Kaltleiter, zu regeln. An Pin 1 wird der Sollwert für die Schwellspannung U_o im Bereich von 0,85 V bis 1,25 V mit einem Widerstand (typisch 70 kΩ) eingestellt. So können Exemplarstreuungen in der Schwellspannung der Displays ausgeglichen werden.

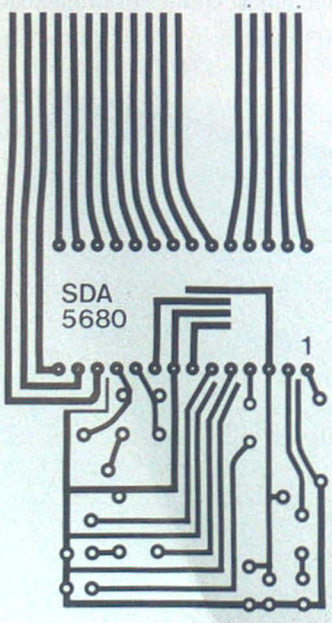
Als Ansteuerfrequenz des Displays wurden 52 Hz gewählt. Diese Frequenz liegt einerseits höher als die Flimmergrenze und trägt andererseits zum geringen Stromverbrauch bei.

erforderlich ist. Mittels eines Rahmens, der je nach Anwendungsfall selbst anzufertigen ist, wird das Diplay auf der gedruckten Schaltung mit leichtem Druck befestigt.

Da das Display durch das IC mit Wechselspannung betrieben wird, treten keine Elektrolyseerscheinungen in der Zelle auf. Weil jeder Matrixpunkt auf einem definierten Potential liegt, wird das Übersprechen der Matrixpunkte untereinander vermieden. Nicht angesteuerte Segmente liegen knapp unterhalb des Potentials der optischen Ansprechschwelle auf der Spannung U_o. Angesteuerte Segmente erhalten während der Aktivierungsphase die dreifache Spannung U_o. Für den optischen Effekt maßgebend ist jedoch der Effektivwert der Spannung (berechnet aus einem Multiplexzyklus).

Aufbau der Frequenzanzeige-Einheit

Die komplette Anwendungsschaltung zeigt bereits Bild 1. Für einen problemlosen Aufbau sorgt die Platine in *Bild 3*. Das IC und alle externen Bauteile werden normal bestückt, das Display dagegen befindet sich auf der Leiterbahnseite. *Bild 4* zeigt den Bestükkungsplan.



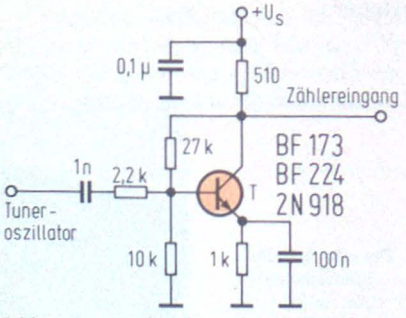


Bild 2. Zum rückwirkungsfreien Betreiben des Zählers am Tuneroszillator kann diese Transistortrennstufe erforderlich sein

◄ Bild 3. Platine für den Aufbau des Frequenzzähl-Moduls

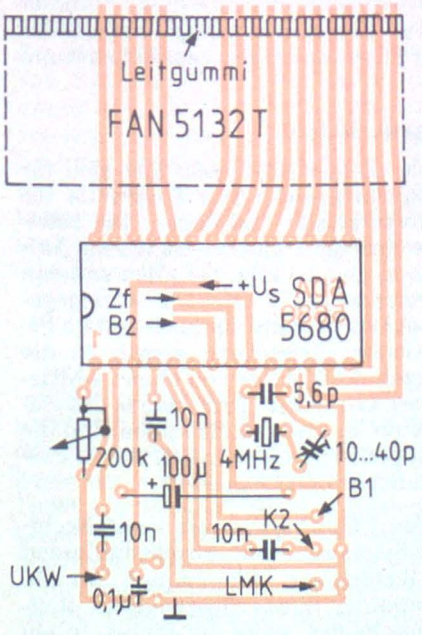


Bild 4. ► Bestückungsplan. Dabei ist zu beachten, daß die LCD-Anzeige mit Hilfe eines Rahmens auf der Leiterbahnseite zu fixieren ist

Das Display wird mittels Leitgummi mit der Platine elektrisch verbunden. Ein angeschraubter Rahmen, welcher gerade das Anzeigenfeld freiläßt, preßt Platine, Leitgummi und Display zusammen. Die Berührstellen zwischen Display und Halterung sollten mit Leinenklebeband versehen werden, damit die Glasflächen der Anzeige nicht durch punktförmige Druckstellen belastet werden und eventuell brechen.

Die Bereichswahl geschieht nach *Tabelle 1*.

Zf-Abweichung von der Nennfrequenz

Wie im ersten Abschnitt erläutert, muß der Zähler auch die Zwischenfrequenz verarbeiten. In *Tabelle 2* sind die im Zähler fest verdrahteten Zwischenfrequenzen angegeben. Geringe Abweichungen der Zf-Filter von der Sollmittenfrequenz lassen sich durch Programmierung am Eingang „ZF" ausgleichen.

Der Eingang „ZF" benötigt die gleichen logischen Pegel wie der Eingang „B1". Weitere technische Angaben sind *Tabelle 3* zu entnehmen.

Literatur

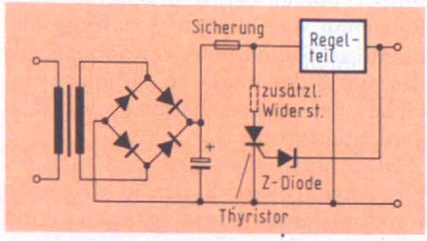
Siemens Bauteile Report, Heft 2 (April 1979)

Stichworte zum Inhalt

LCD-Frequenzanzeige, 3-Schritt-Multiplexansteuerung, SDA 5680, FAN 5132 T

Überspannungsschutz für Netzteile

Geregelte Netzteile in elektronischen Geräten verhalten sich gelegentlich wie Zeitbomben mit unbekanntem Zündzeitpunkt: Tritt ein Defekt im Netzteil auf, hat das oft katastrophale Folgen für die nachfolgende Elektronik. Die ungeregelte Eingangsspannung des Netzteiles ist praktisch immer viel größer als die geregelte Ausgangsspannung. Wenn jetzt diese hohe Spannung in die nachfolgende Elektronik gelangt, wird oft unverhältnismäßig hoher Schaden angerichtet, weil die maximale Betriebsspannung von z. B. integrierten Schaltungen viel niedriger ist.



Wertvolle Schaltungen lassen sich so vor Überspannungen durch Netzteil-Defekte schützen

Mit nur drei zusätzlichen Bauelementen kann jedes Netzteil mit einer Sicherung versehen werden, die solche Schäden zuverlässig verhindert (*Bild*). Die Schaltung besteht aus einer Schmelzsicherung, einem Thyristor und einer Z-Diode. Die Z-Diode wird leitend, wenn die Ausgangsspannung des Netzteils größer wird als die Zener-Spannung der Diode. Der Thyristor zündet und schließt die Eingangsspannung des Netzteils kurz. Die Schmelzsicherung brennt durch. Der Thyristor zündet sehr viel schneller als die flinkste Sicherung; es ist also immer 100%iger Schutz gewährleistet.

Die Schmelzsicherung muß für den maximalen Ausgangsstrom bemessen sein. Sie kann ruhig eine träge Charakteristik haben. Der Thyristor sollte mindestens den doppelten Ausgangsstrom schalten können. Zum Schutz des Thyristors kann ein Widerstand in Serie geschaltet werden. Der Wert des Widerstandes sollte so gewählt werden, daß bei gezündetem Thyristor der Kurzschlußstrom zum sofortigen Durchbrennen der Schmelzsicherung ausreicht.

Als Z-Diode genügt ein 400-mW-Typ. Der Spannungswert der Z-Diode kann frei gewählt werden und richtet sich nach der Höhe der Spannung, die überwacht werden soll. Er sollte mindestens 5% größer als die Ausgangsspannung des Netzteiles sein. Werte zwischen den Normwerten findet man durch Aussuchen; zur Not kann auch eine Siliziumdiode zur Z-Diode in Serie geschaltet werden. Die beschriebene Anordnung hat sich in zahlreichen Geräten bestens bewährt.

Erwin Futterknecht

Tabelle 1: Wahl des gewünschten Frequenzbereichs

B1 (Pin 6)	B2 (Pin 7)	aktive Eingänge	Bereich
L	beliebig	O1	LM
M	L	O1	K (einf. überl.)
M	H	O1, O2	K (dopp. überl.)
H	beliebig	UKW	UKW

Eingang B1 ist unbeschaltet M; L = 0,0...0,2 V
Eingang B2 ist unbeschaltet H; M = 1 V oder frei; H = 2,4...5,0 V

Tabelle 2: Programmierung der ZF

ZF (Pin 9)	LMK	UKW
L	459 kHz	10,67 MHz
M	460 kHz	10,7 MHz
H	461 kHz	10,72 MHz

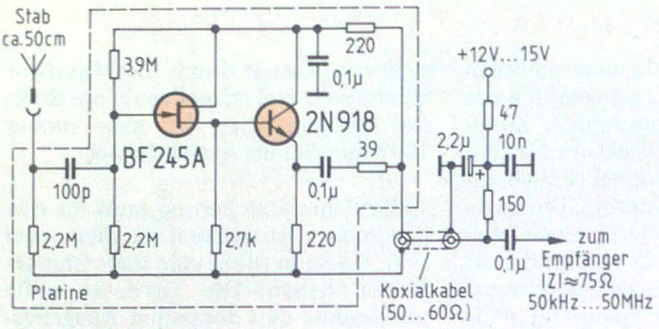
Tabelle 3: Technische Daten

Gehäuse: DIL 28
Versorgungsspannung: 5 V
Stromaufnahme: 30 mA
Eingangsspannungen an den Tuneroszillatoreingängen 01, 02 und UKW in den Bereichen
– LM: min. 150 mV_{eff}
– K und UKW: min. 40 mV_{eff}

Aktive Empfangsantenne

Antennen pflegt man aus mancherlei Gründen nicht immer in unmittelbarer Nähe des damit verbundenen Empfängers aufzustellen – zum Beispiel, um aus dem Störnebel eines Gebäudes herauszukommen. Damit die Störungen aber nicht durch direkte Einstrahlung in die Antennenzuleitung doch wirksam werden, muß ein Koaxkabel verwendet werden, dessen Wellenwiderstand irgendwie an den Fußpunktwiderstand der Antenne angepaßt sein muß.

Hier wird nun eine Antenne beschrieben, die speziell für einen Nachrichtenempfänger im Bereich 50 kHz bis 30 MHz entwickelt wurde. Während es bei schmalen Frequenzbereichen, z. B. für das 11-m-CB-Band, noch möglich ist, den Strahler mittels eines passiven LC-Netzwerks an das Koaxkabel anzupassen, ist dieser Weg bei einem derart breiten Bereich völlig ungangbar. Die Anpassung geschieht daher mittels eines aktiven Impedanz-



◀ Bild 1. Eingangsschaltung und Fernspeisung einer aktiven Empfangsantenne für den Frequenzbereich 50 kHz bis 30 MHz

Bild 2. ▶
Platine für die Eingangsschaltung

wandlers, der aus einem FET und einem Hf-Transistor besteht (*Bild 1*). Der Strahler bzw. das empfangende Element besteht aus einem etwa 0,5 m langen, senkrecht stehenden Stab, der im interessierenden Frequenzbereich praktisch eine reine Kapazität darstellt (ca. 5 pF). Dieser Generator-Blindwiderstand wird mit der FET-Eingangskapazität und einem reellen Impedanzanteil belastet, der bei tiefen Frequenzen etwa bei 800 kΩ liegt.

Selbstverständlich ist eine ideale Anpassung über den Bereich 50 kHz bis 30 MHz kaum möglich. Vor allem wäre es erforderlich, die kapazitive Antenne mit einer induktiv wirkenden Eingangsschaltung zu belasten, damit sich die Blindanteile kompensieren. Wegen der Schmalbandigkeit von LC-Schaltungen ist das aber leider undurchführbar. Die Empfindlichkeit einer aktiven Breitbandantenne ist also stets etwas schlechter als die einer Antenne, die auf die jeweilige Betriebsfrequenz exakt abgestimmt ist.

Ein weiteres Problem bei aktiven Breitbandantennen ist, daß im Bereich 50 kHz...30 MHz zahlreiche starke Sender eine erhebliche Summenfeldstärke produzieren, so daß ohne weiteres eine Strahler-Fußpunktspannung von 100 mV auftreten kann.

Die in diesem Beitrag beschriebene Eingangsschaltung verkraftet aber noch Eingangsspannungen bis zu etwa 400 mV (effektiv, Sinusform). Übersteuerungen sind also nur bei zu langem Strahler zu befürchten und daran zu erkennen, daß starke Sender auch auf ganzzahligen Vielfachen ihrer Frequenzen zu hören sind.

Zur Spannungsversorgung des Eingangsteils dient eine Fernspeisung über das Koaxkabel. Hf-Fetischisten werden bemängeln, daß dabei Widerstände zur Spannungszuführung verwendet werden, deren Eigenrauschen zu einer Empfindlichkeitsverschlechterung führt. Versuche ergaben aber, daß das Rauschen der aktiven Schaltungselemente um Zehnerpotenzen höher ist als das der Widerstände, so daß diese einfache Fernspeiseschaltung durchaus gerechtfertigt ist.

Die Antenne ist prinzipiell auch bei Frequenzen oberhalb von 30 MHz noch funktionsfähig. Allerdings treten dann qualitative Verschlechterungen durch Änderung der Impedanzen des Strahlers, des Eingangs-FETs und des Emitterfolger-Transistors ein. *Bild 2* gibt eine kleine Platine wieder, *Bild 3* ihren Bestückungsplan. *Herwig Feichtinger*

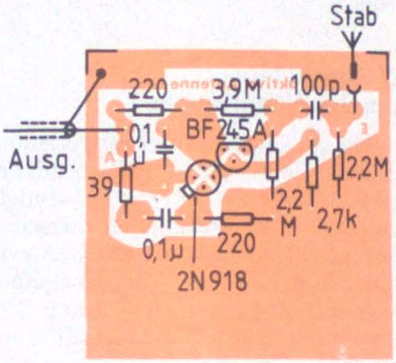


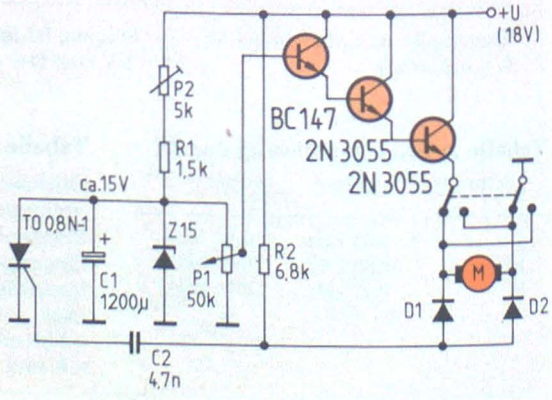
Bild 3. Bestückungsplan. Beim Aufbau empfiehlt es sich, den Stab nicht mit einer Koaxbuchse, sondern z. B. einer Bananenbuchse zu befestigen, um die Eingangskapazität gering zu halten

Netzgerät für Modellbahnen

Bei Modellbahnen soll sich die Fahrtrichtung umkehren lassen. Das ist entweder mit einer doppelten Spannungsversorgung oder einer einfachen Spannungsversorgung mit Polwendeschalter möglich. Wenn im letzteren Fall eine hohe Spannung anliegt, erfolgt der Fahrtrichtungswechsel jedoch sehr hart.

Das Netzgerät im *Bild* vermeidet diesen Nachteil. Die Ausgangsspannung ist mit P 1 einstellbar und im vorliegenden Fall auf etwa 13 V begrenzt. Parallel zur Z-Diode liegen der relativ große Kondensator C 1 und ein Thyristor, dessen Gate über C 2 mit R 2 und den Dioden D 1 und D 2 verbunden ist. Während des Fahrbetriebes liegt D 1 oder D 2 an Masse, die jeweils andere Diode sperrt. Durch jeden Umschaltvorgang werden kurzzeitig beide Dioden von Masse getrennt, ein positiver Impuls über R 2 zündet den Thyristor, der den Elko C 1 entlädt, bis der Haltestrom unterschritten wird: Die Bahn stoppt und setzt in der anderen Richtung mit allmählich zunehmender Geschwindigkeit die Fahrt fort.

Mit der angegebenen Dimensionierung arbeitet das Gerät einwandfrei. Der Thyristor muß ein Typ mit einem Haltestrom sein, der größer als der maximale Strom durch R 1 und den Trimmer P 2 ist, mit dem die Zeitkonstante den Erfordernissen entsprechend eingestellt werden kann. *Hartmut Greb*



Diese Schaltung ermöglicht es, daß Modellbahnen nach einem Fahrtrichtungswechsel langsam anfahren

Ing. (grad.) Jürgen W. Schmidt

Auto-Diebstahlsicherung mit geringem Aufwand

Hier wird eine einfache, preiswerte und „bombensichere" Alarmanlage beschrieben, die kaum zu überlisten ist und keinerlei zusätzliche Kontakte, Schlüsselschalter oder sonstige Umbauten im Auto erfordert. Sie reagiert auf jeden sich einschaltenden Verbraucher am Bordnetz wie z. B. Innen-, Motor-, Kofferraumbeleuchtung, Radio, Zündung, Handschuhfach usw.

Ein negativer Spannungssprung im Bordnetz von wenigen Millivolt erzeugt an den Eingängen des als Komparator arbeitenden Operationsverstärkers (IC 1 in *Bild 1*) eine Potentialdifferenz, die dazu führt, daß der Ausgang des Komparators nahezu den Wert der Batteriespannung annimmt. Erst wenn der nichtinvertierende Eingang des Verstärkers dem Spannungssprung gefolgt ist, geht der Ausgang wieder auf ca. 0,8 V zurück. Die Dauer dieses Vorganges ist abhängig von der Dimensionierung des RC-Gliedes (R 1, C 1), in diesem Fall etwa 15 Millisekunden. Mit P 1 kann die Ansprechschwelle über einen großen Bereich hinweg verändert werden. Ein langsames Absinken der Batteriespannung um einen beliebigen Betrag, wie es z. B. bei eingeschaltetem Begrenzungslicht über Nacht der Fall ist, hat keine auslösende Wirkung. Nur Änderungen von mehr als 1 V/s führen zum Ansprechen des Komparators.

Da die negative Flanke des zurückkippenden Komparators der e-Funktion des sich entladenden Kondensators C 1 folgt, und damit nicht steil genug für den nachfolgenden monostabilen Multivibrator (IC 2) ist, wird IC 2 über den Inverter (T 1) mit der positiven, steilen Flanke des Operationsverstärkers angesteuert.

IC 2 erzeugt die Wartezeit von etwa sieben Sekunden, die man zur Verfügung hat, um nach dem Öffnen des Wagens die Anlage zu entschärfen.

IC 3 bestimmt die Dauer des Alarms (der Gesetzgeber schreibt das vor) von ca. einer Minute. Damit beim Einschalten der Anlage kein unbeabsichtigter Alarm ausgelöst werden kann, werden die Reset-Eingänge von IC 2 und IC 3 durch ein RC-Glied solange auf Masse-Potential gehalten, bis alle Einschaltvorgänge in der Schaltung abgeschlossen sind. Der Ausgangstransistor (T 2) kann nach Bedarf dimensioniert werden. Da der NE 555 einen max. Ausgangsstrom von 100 mA zuläßt, kann in jedem Falle auf eine Treiberstufe verzichtet werden. Selbstverständlich kann man auch ein Relais ansteuern, um mehrere Funktionen gleichzeitig auszulösen (Hupe, Sirene, Zündkreisunterbrechung u. v. m.).

Der Einbau des Gerätes ist denkbar einfach, besonders bei Verwendung der Platine (*Bilder 2* und *3*). Die Spannungsversorgung erfolgt von jedem be-

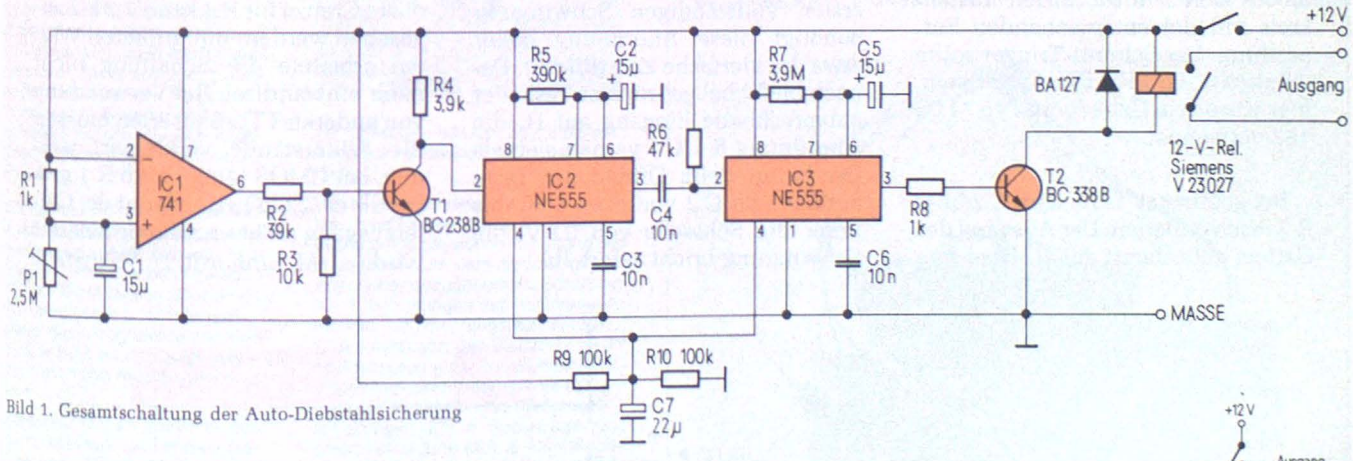
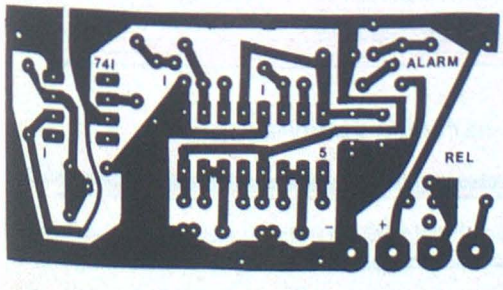
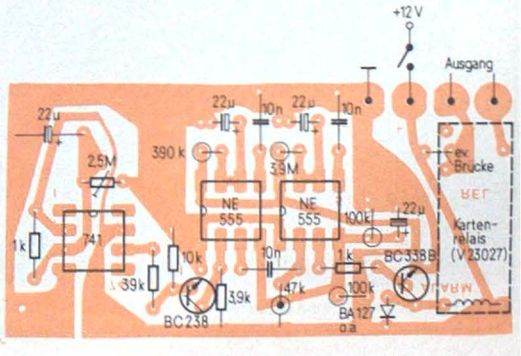


Bild 1. Gesamtschaltung der Auto-Diebstahlsicherung



◄ Bild 2. Passende Platine für die Alarmanlage

Bild 3. ► Bestückungsplan der Diebstahlsicherung



liebigen Punkt des Bordnetzes, der auch bei abgezogenem Schlüssel unter Spannung steht. Ein versteckter, jedoch leicht zugänglicher Schalter kommt mit nur einer Ebene aus und schaltet weniger als 100 mA.

Nachdem die Anlage im Wagen scharfgemacht wurde, dürfen keinerlei Verbraucher mehr eingeschaltet werden, d. h. Türen, Deckel, Radios usw. dürfen nur noch geschlossen bzw. ausgeschaltet werden. Dazu steht eine beliebig lange Zeit zur Verfügung.

Nach Auslösen des Alarms hat man

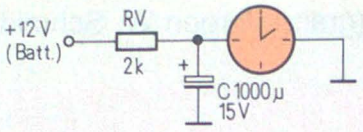


Bild 4. Erforderliche Änderung für den Betrieb einer elektromechanischen Auto-Uhr

etwa sieben Sekunden Zeit, alle eingebauten Tricks durch Abschalten zu verhindern.

Bedingt durch das Funktionsprinzip der Anlage muß man ggf. die Spannungsversorgung der Borduhr modifizieren (*Bild 4*). Viele Uhren arbeiten mit einem elektromechanischen Selbstaufzug, der seine Energie in langen Abständen impulsartig (einige Millisekunden) der Batterie entnimmt. Da dieser relativ hohe Strom die Alarmanlage auszulösen vermag, muß die Spannungsversorgung abgeändert werden. Hierbei bezieht die Uhr ihre Energie vom Kondensator C, der während der Pause über RV aufgeladen wird. Der Widerstand verhindert jedoch eine impulsartige Belastung des Bordnetzes durch die Uhr.

Schaltungskniff

Repeater-Taste

Für viele Anwendungen, zum Beispiel in der Mikroprozessor-Technik, ist es erforderlich, daß eine Taste bei kurzem Betätigen nur einen Einzelimpuls, bei längerem Niederhalten aber eine Impulsserie abgibt. Dazu gibt es zahlreiche Lösungsvarianten.

Die Schaltung in *Bild 1* kommt mit nur einem Schmitt-Trigger und einigen zusätzlichen Bauelementen aus. Das Grundprinzip ist ein Start-Stop-Oszillator mit niedriger Frequenz. R 1/C 1 bilden den Oszillator-, R 2, R 3 und C 2 den Tastenkreis mit der entsprechenden Entprellung. Der Schmitt-Trigger sollte möglichst ein LPS-TTL-Gatter sein, hier wurde ein Gatter vom Typ 74 LS 132 verwendet.

Bei geöffneter Taste wird C 2 über R 3 rasch entladen. Der Ausgang des Gatters geht damit auf H. Über den Eingangsstrom des Gatters und R 1 wird C 1 auf U_B aufgeladen.

Beim Betätigen der Taste wird C 2 über R 2 geladen. Die Zeitverzögerung beträgt bei den angegebenen Werten etwa 10 ms. Der Ausgang geht dann auf L. Nach der Dimensionierungsformel müßte die Schwingung nun mit der ermittelten Frequenz einsetzen. Diese gilt jedoch nur für den Hysteresebereich, wenn der Oszillator bereits schwingt, bei LPS-TTL sind dies die Umschaltpunkte 0,8 V und 1,7 V. C 1 war im Ruhezustand jedoch auf ca. 5 V aufgeladen. Zur Ausführung der ersten vollständigen Schwingung benötigt diese Anordnung daher etwa die vierfache Zeit (*Bild 2*). Danach bleibt bei gedrückter Taste der entsprechende Eingang auf H, die Anordnung R 1/C 1 verhält sich als Oszillator. Beim Öffnen der Taste entlädt sich C 2 von etwa 2,5 V bis unter die Schwelle von 0,8 V, die Schwingung bricht sofort ab.

Die im Bild gezeigte Dimensionierung von R 1/C 1 erzeugt eine Frequenz f von etwa 4 Hz im eingeschwungenen Zustand. Aufgrund von Versuchen ist folgende Faustformel ermittelt worden:

$$f = \frac{200}{C\ (\text{in } \mu F)}\ , \text{für } R\,1 = 2{,}2\ k\Omega,$$

$$f = \frac{600}{C\ (\text{in } \mu F)}\ , \text{für } R\,1 = 1{,}0\ k\Omega.$$

Leichte Abweichungen von den Faustformeln (ca. ±10 %) müssen in Kauf genommen werden, da sich zu dem Strom durch R 1 in allen Fällen der Eingangsstrom des Gatters addiert, der bausteinspezifisch ist. Als obere Grenze für R 1 kann 2,2 kΩ angesehen werden, mit größeren Werten arbeitete die Schaltung nicht mehr einwandfrei. Bei Verwendung von anderen TTL-Bauserien müssen die Widerstände verkleinert werden, bei CMOS (4093) muß R 1 größer als ca. 22 kΩ sein, damit der Gatterausgang nicht unzulässig belastet wird.

M. Linhardt, H. Wehrstedt

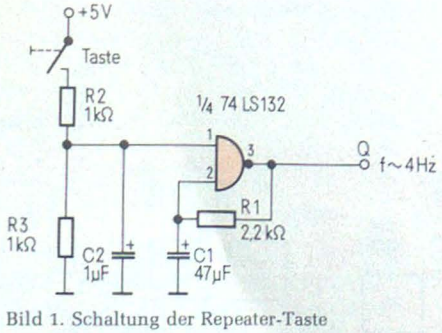
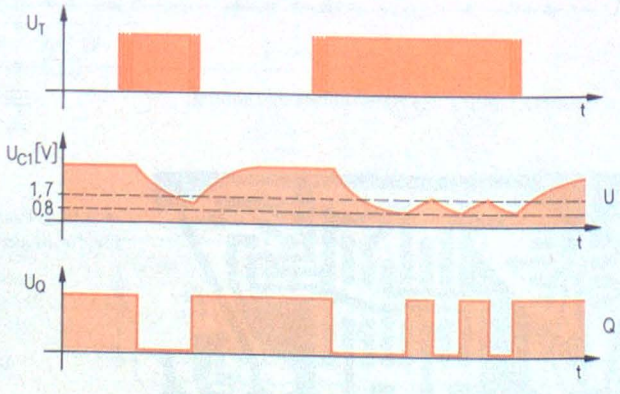


Bild 1. Schaltung der Repeater-Taste

Bild 2. ▶ Diagramm der Spannungsverläufe



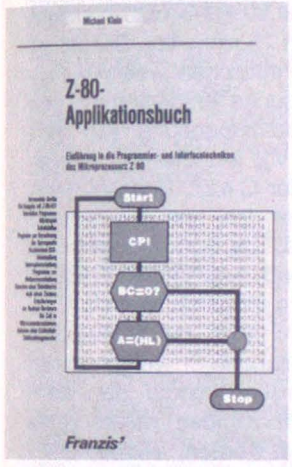
Franzis' der große Fachverlag für angewandte Elektronik

Neuerscheinungen – Soeben ausgeliefert

Z-80-Applikationsbuch

Eine Sammlung von gut dokumentierten Programmen, die universell anwendbar sind. Von Michael **Klein.** – 144 Seiten, mit 89 Abbildungen. Lwstr-geb. DM 32.–
ISBN 3-7723-6671-6

Das Applikationsbuch ist ein Schritt in die Richtung „Lösen von Standardproblemen". Dem Benutzer werden einige fertige Programme angeboten und erklärt, anhand der er entweder seine eigenen Probleme verstehen und bewältigen kann, oder die er zu-



mindest teilweise übernehmen kann. Das liest sich gut, doch wie geschieht das? Sehr geschickt geht der Autor seine Aufgabe an. Er nimmt ein bißchen von einer Art Programmierfibel (jeder Schritt wird erklärt mit Warum? Wieso? Weshalb?), dazu kommt eine gute Handvoll Tricks aus dem Erfahrungsschatz einer langen Programmierarbeit und in Reserve hält er ganze Programmteile, die sich nach dem Baukastensystem zusammensetzen lassen.

Bewußt legt der Autor den Schwerpunkt auf die sofortige Anwendbarkeit der dargestellten Methoden und Programme. Er bietet Standardlösungen z. B. für die Ein/Ausgabe über eine serielle Schnittstelle oder Interruptschaltung, führt Programme zur Meßwertverarbeitung an und zeigt, wie man sich nützliche Arbeitshilfen schaffen kann.

Alles in allem: Warum soll denn jeder von vorne anfangen und immer dasselbe separat „erfinden"? Das muß nicht sein, denn jetzt gibt es das Z-80 Applikationsbuch.

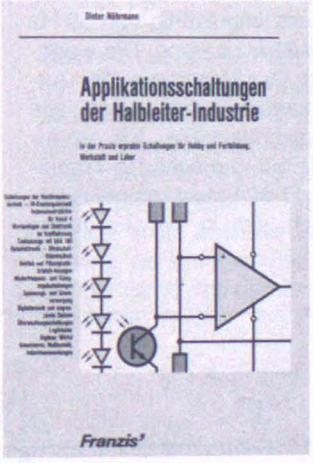
Applikationsschaltungen der Halbleiter-Industrie

In der Praxis erprobte Schaltungen für Hobby und Fortbildung, Werkstatt und Labor. Von Ing. Dieter **Nührmann.** 344 Seiten mit 293 Abbildungen und zahlr. Tabellen. Lwstr-geb. DM 38.–
ISBN 3-7723-6651-1

Der Benutzer findet in diesem Band 180 typische Basisschaltungen ausgewählt und kommentiert.

Es handelt sich um attraktive Applikationsschaltungen der Halbleiterindustrie, die der Autor auf das Grundschema zurückgeführt und in seinem Labor erprobt hat. In ihrer Gesamtheit geben sie einen umfassenden Einblick in die moderne industrielle Schaltungstechnik und bilden somit ein Nachschlagewerk für Lösungen, die auf eine solide „Maßschneiderei" hinauslaufen.

Wer also – gleichgültig ob als Praktiker oder Fachmann – eine solide Arbeitshilfe sucht, die ihm Zeit spart, ihn



vor Umwegen schützt, ist mit diesen Applikationsschaltungen bestens gerüstet.

Um ein **Inhaltsverzeichnis** abzudrukken, fehlt hier der Platz. Es werden deshalb nur die sieben Hauptgruppen angegeben. Die Zahl dahinter gibt die Anzahl der dazugehörigen Schaltung an. 1. Schaltungen der Hochfrequenztechnik – Hf-Empfangstechnik (20). 2. Warnanlagen und Elektronik im Kraftfahrzeug (16). 3. Optoelektronik – Ultraschall- und Videotechnik (28). 4. Niederfrequenz- und Klangregelschaltungen (27). 5. Spannungs- und Stromversorgung (20). 6. Digitaltechnik und angrenzende Gebiete (28). 7. Generatoren, Meßtechnik, Industrieanwendungen (41).

Franzis-Verlag München

Franzis-Bücher erhalten Sie durch jede Buchhandlung sowie in den einschlägigen Fachhandlungen. Bestellungen auch an den Verlag.

Erhöhung der Zuverlässigkeit von Kleinalarmgeräten

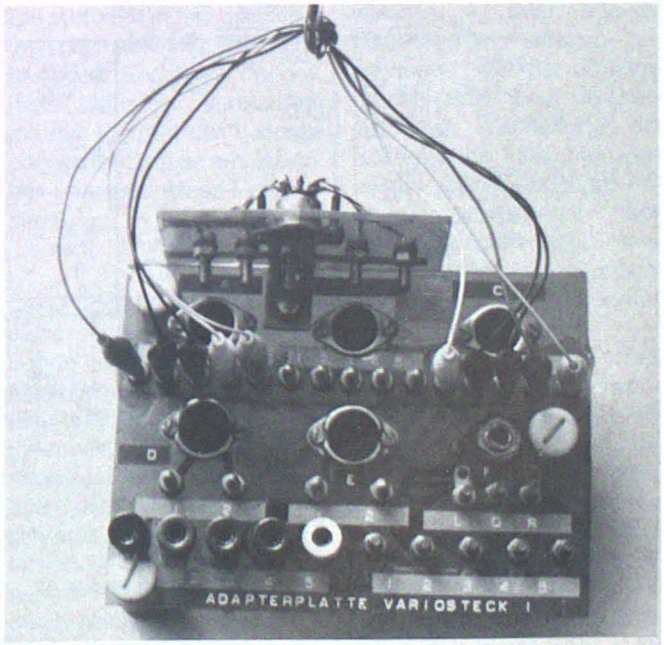
Trotz des Vormarsches elektronischer Alarm- und Überwachungsanlagen werden im Handel immer noch die relativ preiswerten batteriebetriebenen Kleinalarmgeräte angeboten, die durch Ziehen eines Stiftes einen lauten Hupton abgeben.

Die Zuverlässigkeit dieser Alarmgeräte ist recht begrenzt; nicht selten versagen sie im Eventualfall, wenn die Batterien nicht gerade fabrikneu sind. Der Grund dafür ist der hohe Anlaufstrom, der beim Ziehen des Stiftes notwendig ist, um die Hupenmembran erst einmal zum Schwingen zu bringen. Batterien, die nicht mehr ganz frisch sind, können diesen Strom meist nicht aufbringen. Schaltet man nun einen kleinen Elektrolytkondensator von 2200 µF/6 V parallel zur Batterie (nicht parallel zur Hupe), so erhält man auch bei Verwendung älterer Batterien noch eine sichere Funktion; der niedrige Innenwiderstand des Elektrolytkondensators bringt die Membran sicher zum Anschwingen.

Günter Ruschitzka

Adapterplatte für Steckverbindungen

Die Anzahl der in der Elektronik benötigten Adapter und Steckverbindungen hat sich im Laufe der Zeit erheblich vergrößert. Trotzdem kommt es hin und wieder vor, daß man sich eine spezielle Steckverbindung selbst herstellen muß, da diese im reichhaltigen Programm der einschlägigen Industrie nicht vorhanden ist. Um solche Probleme in der Werkstatt zu lösen, habe ich einen universellen Adapter erdacht, mit dem man schnell die Geräte mit verschiedenen Stecker-Normen verbinden kann. Die Adapterplatte ist mit Buchsen der verschiedenen Normen bestückt. Jeder Buchsenkontakt ist mit einer Schraube



Mit dieser leicht selbst herzustellenden Adapterplatte kann man sich die Reparaturarbeit erleichtern (Aufnahme: Ta.)

verbunden, deren Gewindeteil aus dem Oberteil der Platte herausragt. Die Verbindung untereinander erfolgt durch Krokoklemmleitungen, wie sie vom Versandhandel für wenig Geld angeboten werden. Es ist empfehlenswert, auch eine Reihe einfacher Telefon- und Schraubbuchsen für Bananenstecker mit einzubauen, denen dann jeweils auch eine Schraubenreihe zugeordnet ist. Anschließend ein Anwendungsbeispiel: Ein Auto-Kassettenrecorder ohne Endstufe soll repariert werden. Ein zum Prüfen notwendiges Autoradio ist nicht greifbar. Die Adapterplatte leistet in diesem Fall wertvolle Hilfe. Der Normstecker wird in die dazugehörige Buchse auf der Adapterplatte gesteckt und mit Hilfe der Verbindungsleitungen mit den Schraubbuchsen verbunden. Alle Anschlüsse stehen nun bequem zur Verfügung. *D. Langbehn*

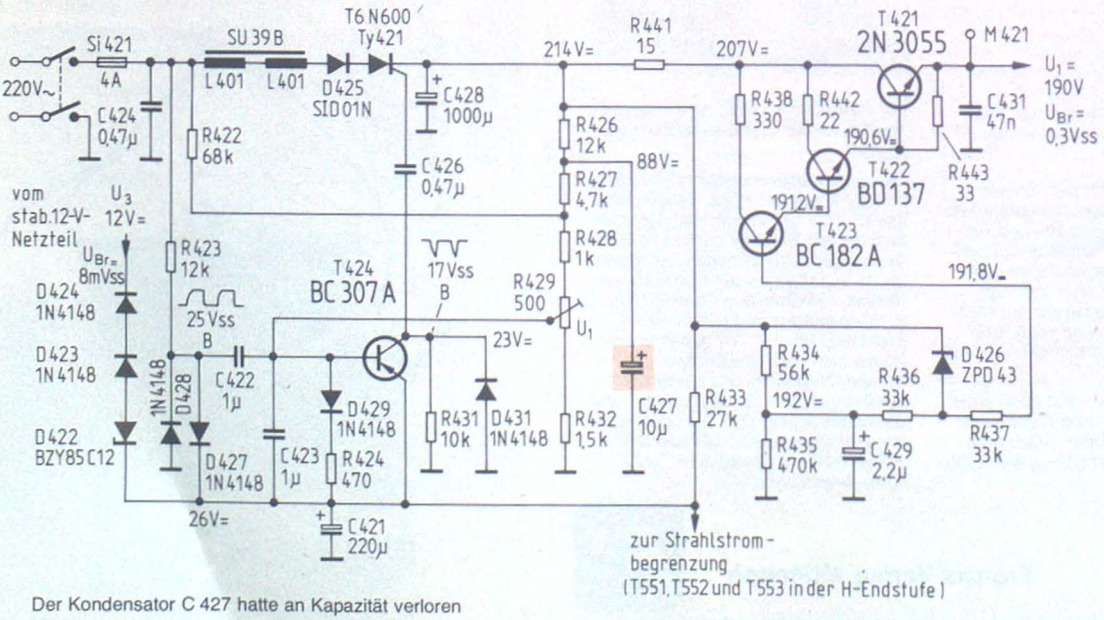
Vorsicht vor Benzol

Oft wird in Werkstätten zum Auflösen und Kleben von Plastik mit Benzol hantiert. Diese Flüssigkeit eignet sich zwar gut zum Reparieren von gebrochenen Kunststoffteilen (FUNKSCHAU Heft 20/79, Seite 1189), wirkt aber auch in kleinen Konzentrationen giftig, wenn die entstehenden Gase über lange Zeit eingeatmet werden. Also: Dicht schließende Gefäße verwenden und nach Gebrauch gut lüften!

Bei großer Helligkeit zittert das Bild in vertikaler Richtung

Mit dieser Fehlerbeschreibung kam ein Farbfernsehgerät neuerer Bauart in die Werkstatt. Aufgrund dieser Fehlerbeschreibung vermutete ich nun zunächst einen Fehler im Netzteil. Ich schloß das Gerät an den Trenntransformator an und schaltete es ein, um mich von dem Fehler selbst zu überzeugen. Zu meinem Erstaunen zeigte sich der Fehler hier nicht, obwohl ich bei einem direkten Anschluß an das Netz den Fehler deutlich sehen konnte.

Ich mußte bei den nachfolgenden Messungen daher auf den Trenntransformator verzichten. Ich stellte nun fest, daß die Spannung U 3 mit 12 V dem im Schaltbild angegebenen Wert entsprach (*Bild*). Jedoch sank die Spannung U 1 bei großer Helligkeit von 190 V auf 180 V. Gleichzeitig stieg der Brummanteil auf dieser Spannung von 0,3 V_{ss} auf ca. 5 V_{ss} an. Ferner konnte ich im Fehlerfall ein unregelmäßiges Ticken hören, welches aus der Richtung des Netzthyristors Ty 421 kam. Das Oszillogramm des Ansteuerimpulses zeigte, daß zwar die Amplitude stimmte, aber die Frequenz impulsartig von 50 Hz auf 25 Hz sprang. Die weiteren Oszillogramme der Ansteuerschaltung waren alle vorschriftsmäßig. Ich erneuerte auf Verdacht den Transistor T 424, da an seiner Basis auch der in der Frequenz springende Impuls anlag. Ich hatte damit jedoch keinen Erfolg. Mir fiel aber auf, daß am Emitter dieses Transistors eine 50-Hz-Brummspannung von 10 mV_{ss} lag. Bei der systematischen weiteren Fehlersuche entdeckte ich eine Brummspannung von etwa 60 V_{ss} am Elektrolytkondensator C 427. Deshalb wechselte ich den Kondensator aus. Danach arbeitete das Gerät einwandfrei. Nach einem längeren Probelauf, bei dem auch die Service-Einstellungen vorgenommen wurden, konnte das Gerät dem Kunden wieder zugestellt werden. *Bernd Nöthen*



Der Kondensator C 427 hatte an Kapazität verloren

Große Formelsammlung

Von Georg Rose. Für Radio-Fernsehpraktiker und Elektroniker. 15., unveränderte Auflage, 307 Seiten mit 305 Abbildungen.

Lwstr-geb. 24 DM. Franzis-Verlag, München.
ISBN 3-7723-5335-5

Gerade für den Praktiker ist es notwendig, ein Nachschlagewerk zu haben, in dem er ohne langes Suchen Formeln für die Berechnungen an elektronischen Schaltungen finden kann. Und auf diesem Bereich hat sich die vorliegende Formelsammlung im Laufe der Jahre einen Namen gemacht. Aus dem dünnen Bändchen, das die heutigen Meister vielleicht noch aus ihrer Zeit als „Lehrling" kennen, ist ein Buch geworden.

Viele Erweiterungen sind eingeflossen, und Verbesserungen, die den Gebrauch vereinfachen, wurden berücksichtigt.

Der erste Teil des Buches dient der Einführung in den Gebrauch und zur Wiederholung der elementaren mathematischen Grundlagen. Der darauffolgende Abschnitt ist der Mechanik gewidmet.

Hier fällt einem angenehm der zweifarbige Druck auf, der die Übersichtlichkeit wesentlich erhöht; auch in den folgenden Kapiteln ist er zu finden. Diese behandeln nun tatsächlich die Elektrotechnik; eine genauere Gliederung weist die Themen Allgemeine Elektrotechnik, Wechselstrom, Schwingkreis, Halbleiter-Widerstände und -Dioden, Transistoren, Röhren (das Thema ist immer noch interessant), Schaltungen, Siebglieder und Meßtechnik auf. Dann wird die Akustik durchgearbeitet, Licht, Farbe, Fotoelektronik, Antennen und Kabel besprochen, und letztendlich sind im Anhang wichtige Tabellen, ein umfangreiches Literaturverzeichnis und das sehr wichtige Stichwortverzeichnis zu finden.

Das Buch ist auf die Praktiker der Elektronik zugeschnitten, bietet aber auch für theoretisch arbeitende Elektroniker eine gute Hilfe bei ihrer Tätigkeit. Zuletzt, aber trotzdem wichtig, sollte noch die Ausbildung genannt werden, in der der Band sich bereits bewährt hat. Kn.

Enzyklopädie Naturwissenschaften und Technik

Band 1 (A–D). Gesamtredaktion: Dr.-Ing. Frieder Schuh. 1. Auflage. 939 Seiten mit vielen Abbildungen und Tabellen. Leinen-geb. Subskriptionspreis 198 DM, Halbleder-geb. Subskriptionspreis 248 DM. Verlag Moderne Industrie, München.
ISBN 3-478-41800-2 bzw. 3-478-41800-3

Mit dieser Enzyklopädie, deren erster Band bereits zu beziehen ist, steht ein Nachschlagewerk zur Verfügung, das im deutschsprachigen Raum seinesgleichen sucht. Grundsätzlich basiert das Werk auf der „Van Nostrand's Scientific Encyclopedia", wurde aber um wesentliche Teile erweitert, auf den neuesten Stand gebracht und damit zu einem Standardwerk für Naturwissenschaften und Technik aufbereitet.

Bei der Erstellung des Werkes haben 160 Autoren, darunter 58 Professoren, mitgewirkt, und in dieser Aufstellung lassen sich viele Namen von bekannten Persönlichkeiten unserer Zeit aus Wissenschaft, Lehre und Technik wiederfinden – als Garanten für die Einbeziehung der neuesten Erkenntnisse.

Um den Inhalt zu umreißen, lassen sich folgende Gebiete erwähnen: Medizin, Biologie, Chemie, Physik, Mathematik, Informatik, Geowissenschaften, Bautechnik, Verfahrens- und Fertigungstechnik sowie Werkstofftechnik. Bei dieser Aufstellung ist allerdings zu berücksichtigen, daß diese Gebiete in dem Werk sehr detailliert dargestellt werden und somit vielfältige Informationsmöglichkeiten bieten. Die Abhandlungen der Themen besitzen einen Tiefgang, der sogar Fachleute weitgehend befriedigt; verbunden mit der Vielzahl der besprochenen Disziplinen ergibt sich der Charakter eines Lehrbuches.

Diese vierbändige Enzyklopädie – die drei weiteren Bände folgen jeweils in halbjährlichem Abstand – stellt eine gute Informationsquelle für spezielle Fragen dar. Die Interessenten sollten sich durch den Preis nicht zurückschrecken lassen; er bedeutet jedoch für die Redaktion auch die große Verpflichtung, durch Nachträge und Erweiterungen den aktuellen Stand zu wahren. Kn.

Lautsprecher-Kits

Wie Lautsprecherboxen mit angemessener Qualität selber gebaut werden können. Von Hans-Herbert Klinger. 1. Auflage, 72 Seiten mit 45 Abbildungen und 6 Tabellen. RPB-electronic-Taschenbuch Nr. 315. Kart. 4.80 DM. Franzis-Verlag, München.
ISBN 3-7723-3151-3

Von 11 Firmen, wie z. B. Peerless, ITT, Heco, Isophon, sind in diesem Buch 45 Lautsprecher-Kits aufgeführt. Die Palette reicht bis zu einer Musik-Belastbarkeit von 170 W. Anhand von vielen Bildern, Tabellen und begleitenden Texten wird man optimal informiert. Baßreflex-, Exponential- und Transmission-Line-Box sowie Frequenzweichen 1. oder höherer Ordnung sind ebenso beschrieben wie der Zusammenbau der Lautsprecher-Gehäuse, Versteifung der Seitenwände, luftdichtes Verleimen der Mitteltöner-Abdeckung, Auswahl des Dämpfungsmaterials usw. Das Buch schließt mit einem alphabetisch geordneten Firmenverzeichnis.
Wer sich für einen bescheidenen, finanziellen Aufwand eine ansprechende Lautsprecher-Box bauen will, der hat mit dem Kauf dieses Buches schon klug begonnen. Es ergänzt die RPB-Bände „Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi" (RPB 105) und „Lautsprechergehäuse-Baubuch" (RPB 311). Au.

Neue Druckschriften

Trotz des Titels **„The Swedish Hifi Speaker"** wendet sich die 27seitige Druckschrift von Olle Mirsch in deutscher Sprache an alle Hi-Fi-Liebhaber, die sich näher über die Aufstellung von Lautsprechern und ihr Zusammenwirken mit dem Verstärker informieren möchten. Praktische Tips und einprägsame Zeichnungen dienen zusätzlich als Hilfe bei der Lautsprecherwahl.
(W.S.B.-Electronic, P.-Modersohn-Becker-Weg 34, 2862 Worpswede 1)

□

Der **Power-Supply-Katalog 1979/80** von Kontron führt auf über 30 Seiten das Lieferprogramm an getakteten oder längsgeregelten Stromversorgungen, DC/DC-Wandlern und Spannungsregler-ICs dieser Echinger Firma auf. Getaktete Stromversorgungsmoduln von 25W bis 100W, Einbaunetzgeräte von 60W bis 100W und DC/DC-Wandler im Bereich 5...180 W bestimmen außer den Spannungsregler-ICs den Inhalt des Kataloges, der auf Anforderung kostenlos versandt wird.
(Kontron Elektronik GmbH, Geschäftsbereich Aktive Bauelemente, Breslauer Straße 2, 8057 Eching bei München)

□

Von Zeissler ist ein neuer **Sammelkatalog** erhältlich, der auf ca. 180 Seiten (DIN A 4) das gesamte Lieferprogramm beschreibt. Der Katalog ist in 8 Produktgruppen gegliedert. Unter anderem sind auch die Bereiche Kleingehäuse, Baugruppenträger, 19"-Gehäuse und Einschübe, Geräte-Griffe und das Laborsystem Interpac 2500 dargestellt. Eine detaillierte Inhaltsübersicht ermöglicht leichtes Auffinden der gewünschten Produktbeschreibung. Der Katalog wird auf Anforderung an Industrie, Handel, Institute und Behörden kostenlos abgegeben.
(Zeissler, Werk für Elektromechanik, Postfach 1147, 5210 Troisdorf)

□

Von Hewlett-Packard ist der **DC Power Supply Catalog** erhältlich. Dieser Netzgeräte-Katalog enthält die Beschreibungen der von HP vertriebenen Stromversorgungsgeräte von Low-Cost-Ausführungen bis hin zu computergesteuerten Typen.
(Hewlett-Packard GmbH, Herrenberger Straße 110, 7030 Böblingen)

□

Beiträge aus Forschung und Entwicklung zur Internationalen Funkausstellung 1979 in Berlin enthält unter dem Titel **Kommunikationstechnik** eine Druckschrift der Gesellschaft zur Förderung der Unterhaltungselektronik (GFU mbH). Auf 112 Seiten mit 16 Abbildungen werden aktuelle und zukunftsnahe Themen behandelt: Zweiweg-Kabelfernsehen, Bildschirmtext, Videotext/Teletext/Antiope, Bildschirmzeitung, optische Nachrichtenübertragung durch Lichtwellenleiter, digitale Tonaufzeichnung und auch die für den Sonderpreis „Unterhaltungselektronik" geleistete Arbeit im Wettbewerb „Jugend forscht". Ein Stichwortlexikon erklärt erläuterungsbedürftige Begriffe. Die Broschüre ist zum Preise von 9,80 DM von radio tv press, Postfach 19 17 40, 1000 Berlin 19, zu beziehen.

□

Das Valvo-Lieferprogramm an Lautsprechern ist in einem **Kurzformkatalog Lautsprecher 1979/80** beschrieben. Neben Standard-Rundlautsprechern mit Aluminium-Schwingspule und Breitband-Lautsprechern ist auch das durch neue Typen erweiterte Programm von Tieftön- und Hochton-Lautsprechern enthalten.
(Valvo, Postfach 10 63 23, 2000 Hamburg 1)

□

Datenblätter in englischer und deutscher Sprache über **Einbau-Ventilatoren, Gleichstrommotoren und Axial-Ventilatoren** sind von Papst (ehem. Papst-Motoren, Lüfter) erhältlich.
(Papst-Motoren KG, Postfach 35, 7742 St. Georgen)

□

Zum Ismet-Transformatoren-Katalog 406 ist die neue **Preisliste** (Nr. 58) für das Jahr 1980 kostenlos erhältlich. Die preisgünstigen und kurzfristig lieferbaren Lagertransformatoren sind in dieser Liste rot ausgedruckt.
(Joh. Schlenker-Maier, Elektrotechnische Fabrik, Postfach 3680, 7730 Villingen-Schwenningen)

□

Der **Katalog 1980** von Tandy Radio Shack enthält auf 116 Seiten das Lieferprogramm der Bereiche Elektroakustik und Hi-Fi, Sprechfunkgeräte, Taschenrechner, Bausätze, Antennen und Mikrocomputer.
(Tandy Corporation, Salinstraße 12, 8200 Rosenheim)

□

Das Angebot an **Halbleiter-Chips** hat SSC in einem Katalog zusammengefaßt. Es wird ein weiter Leistungsbereich an Dioden, Z-Dioden, Thyristoren und Triacs angeboten. Die beschriebenen glaspassivierten Bauteile stammen aus der Serienproduktion, so daß alle Parameter in der Fertigung ständigen Kontrollen unterliegen. Das Angebot dieses Kataloges soll es Herstellern von Hybrid-Schaltungen ermöglichen, in die Industrie-Elektronik vorzudringen, da für die Weiterverarbeitung beim Anwender die Teile mit Zinnauflagen auf der Vorder- oder Rückseite sowie mit Auflagen aus Gold oder Aluminium für Bondungen oder Kontakt-Leit-Kleber versehen sind.
(SSC-Halbleiter und elektronische Bauelemente GmbH, Industriestraße 2, 7536 Ispringen/Pforzheim)

Funkschau

Impressum, Fortsetzung von Seite 14

Anzeigen Auslandsvertretungen:
Schweiz: Exportwerbung, Neptunstraße 20, CH-8032 Zürich, Tel.: 01-47 46 90, telex 53 327 – **United Kingdom:** Publicitas Ltd., 525/527 Fulham Road, London SW6 1 HF, phone: 01-3 85 77 23, telex: 919 223 almilon – **Japan:** International Media Ltd., 1, Shiba-Kotohiracho, Minatoku, Tokyo, phone: 502-06 56, telex: J 22 633 – **Korea:** International Marketing Corp., C.P.O. Box 6533, Seoul, Korea, phone: 74 75 35 – **USA:** INTA Advertising, Inc., 1560 Broadway, New York, N. Y. 10036, phone: (212) 575-92 92 – California: Elmatex international, P.O. Box 34 607, Los Angeles, Calif. 900 34, Tel. (2 13) 8 21-85 81.

Bezug Auslandsvertretungen:
Belgien: Internationaal Persagentchap PVBA, Karel Govaertsstraat 56–58, Deurne-Antwerpen. – **Dänemark:** Jul, Gjellerups Boghandel, Kopenhagen K., Solvgade 87. – **Niederlande:** De Muiderkring N. V., Bussum, Nijverheidswerf 17-19-21. – **Österreich:** Fachbuch Center Erb, 1061 Wien, Amerlingstr. 1. – **Schweiz:** Verlag Thali AG, Hitzkirch (Luzern). – **Frankreich:** Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, F-75010 Paris.

Die in der Zeitschrift veröffentlichten Beiträge sind urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Kein Teil dieser Zeitschrift darf ohne schriftliche Genehmigung des Verlages in irgendeiner Form – durch Fotokopie, Mikrofilm oder andere Verfahren – reproduziert oder in eine von Maschinen, insbesondere von Datenverarbeitungsanlagen, verwendbare Sprache übertragen werden.
Auch die Rechte der Wiedergabe durch Vortrag, Funk- und Fernsehsendung, im Magnettonverfahren oder ähnlichem Wege bleiben vorbehalten.
Fotokopien für den persönlichen und sonstigen eigenen Gebrauch dürfen nur von einzelnen Beiträgen oder Teilen daraus als Einzelkopien hergestellt werden. Jede im Bereich eines gewerblichen Unternehmens hergestellte oder benützte Kopie dient gewerblichen Zwecken gem. § 54 (2) UrhG und verpflichtet zur Gebührenzahlung an die VG WORT, Abteilung Wissenschaft, Goethestraße 49, 8000 München 2, von der die einzelnen Zahlungsmodalitäten zu erfragen sind.

© 1980 Franzis-Verlag München

Bei Erwerb, Errichtung und Betrieb von Empfängern, Funksprechgeräten, drahtlosen Mikrofonen und anderen Funkanlagen in der Bundesrepublik Deutschland sind die geltenden gesetzlichen und postalischen Bestimmungen zu beachten.

Für Bauanleitungen, Schaltungen und Programme in der FUNKSCHAU zeichnen die Verfasser bzw. Entwickler verantwortlich. Die Redaktion hat die Manuskripte, Schaltungen und Programme mit größter Sorgfalt geprüft, kann aber für Fehler im Text, in Schaltbildern, Aufbauskizzen, Stücklisten, Programm-Listings usw., die zum Nichtfunktionieren oder evtl. zum Schadhaftwerden von Bauelementen führen, weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Sämtliche Veröffentlichungen in der FUNKSCHAU erfolgen ohne Berücksichtigung eines eventuellen Patentschutzes, auch werden Warennamen ohne Gewährleistung einer freien Verwendung benützt.

Chiffre-Zuschriften dürfen sich nur auf den Inhalt der betreffenden Anzeigen beziehen. Zuschriften, die wir als Werbesendungen erkennen, werden nicht weitergeleitet.